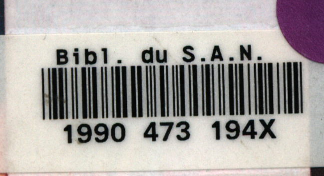
Gérard Laurent

Les lecteurs optiques laser

Du standard au traitement numérique



DUNOD

Les lecteurs optiques laser

Du standard au traitement numérique

Gérard Laurent

Les lecteurs optiques laser

Du standard au traitement numérique







Avertissement :
Les interventions, les essais et les opérations de maintenance ne peuvent être réalisés que par un professionnel habilité, régulièrement en possession des manuels techniques habituellement fournis par les constructeurs et en respect des directives qu'ils contiennent.
En aucune façon, la responsabilité de l'auteur ne saurait être engagée.

ISBN 2 10 003316 6

SOMMAIRE

Avant-propos IX

PREMIÈRE PARTIE

STANDARDS, ORGANISATION FONCTIONNELLE, GESTION À MICROCONTRÔLEUR

Condidérations générales

Évaluation des standards

Le concept disque audio-numérique CD 7
Les disques vidéo-numériques CD-ROM et dérivés 9
Généralisation : les supports audio-vidéo numériques, les produits 21

Lecture optique

Le faisceau laser 27
Notion d'optique géométrique 31
Le compact disc CD ou disque compact 35
L'ensemble disque-laser et le chemin optique 36
Le mini disc (Mini Disc) MD 42
Lecture d'un Mini Disc préenregistré (MD) 44
Enregistrement d'un Mini Disc magnéto-optique (MD-MO) 44
Lecture d'un MD magnéto-optique (MD-MO) 47

Lecteur optique : organisation fonctionnelle

Lecteur optique au standard CD-DA 52
Lecteur optique CD-ROM et CDROM XA 54
Lecteur optique aux standards CD-I et vidéo-CD 55
Conclusion 56

Gestion à microcontrôleur d'un lecteur optique

Mise en situation 57
Le microcontrôleur et son environnement 58
Étude de fonctionnement d'un Bus I2C 66
Bus série synchrone et compatibilité avec Bus I2C 70
Ligne de commande de type analogique 73
Interruption ; chien de garde 73
Organe de visualisation 74
La télécommande (en bref !) 80
Gestion : points de repère 81

Mécanique et circuits associés

Mise en situation 89
Moteur à courant continu 90
Commande du moteur tiroir 93
Mécanique tiroir : points de repère 98

Analyse de fonctionnement au démarrage

Mise en situation 103
1re étape : le démarrage de l'alimentation 103
2e étape : l'initialisation électronique 104
Récapitulatif : algorigramme de démarrage du lecteur 105
Analyse de dysfonctionnement au démarrage 106

DEUXIÈME PARTIE
ASSERVISSEMENTS

Optique des lecteurs CD et MD

Bloc optique monofaisceau 111
Bloc optique triple faisceau et moteur chariot 114
Allumage et asservissement de la diode laser (sur lecteur CD) 116
Bloc optique triple faisceau pour MD et MD-MO 119
Signal de lecteur HF/RF ; diagramme de l'œil 122
Points de repère 127

Asservissement de focalisation

Mise en situation 135
Mesure de la qualité de la focalisation 136
Boucle d'asservissement de focalisation 139
Contrôle de l'établissement du chemin optique par le microcontrôleur de gestion 148
Focalisation : points de repère 153

Asservissement de suivi de piste

Mise en situation 165
Boucle de tracking et moteur chariot (bloc triple faisceau) 169
Boucle d'asservissement radial (bloc optique monofaisceau) 176
Suivi de piste : points de repère 177

Procédure de lecture du TOC ou Menu

Mise en situation 193
Obtention d'un signal de lecture Menu ou TOC 194
Traitement du signal de lecture Menu ou TOC 199
Suite de la procédure de lecture Menu ou TOC 202
Lecture TOC : analyse de dysfonctionnement 206

TROISIÈME PARTIE
TRAITEMENT NUMÉRIQUE

Traitement trame
Codage du signal audio au standard CD-DA 211
Compression, codage, prédiction 220
Traitement trame 225
Débit trame 232

Convertisseur N-A ; filtre
Analyse des problèmes liés au CNA 235
Bruit de quantification 237
Suréchantillonnage et filtrage numérique 241
Convertisseur numérique-analogique 246

Lexique 251
Bibliographie - Documentation 257

AVANT-PROPOS

Dans cet ouvrage, l'auteur s'adresse d'abord aux techniciens et aux étudiants se préparant aux *métiers* de la *maintenance* des matériels audiovisuels et multimédia. Cet ouvrage intéresse aussi les futurs techniciens chargés de la *production industrielle.*

L'amateur éclairé y trouvera matière à réflexion.

Le schéma directeur suivi pour étudier la grande famille des lecteurs optiques a été préparé par l'étude d'autres produits de l'électronique grand public. Afin d'en faciliter l'apprentissage, les différents produits sont conceptualisés selon le même schéma directeur.

Lecteur *CD-audio* à son origine, le lecteur optique change et permet de restituer des informations vidéo ou audio-vidéo. Ces informations sont numérisées et peuvent être compressées avant d'être enregistrées sur le disque à lecture optique. On peut aussi sauvegarder sur le disque des données, des graphismes ou des programmes : le support CD est multimédia (reproduction de son, image, texte, etc.). À ces données s'ajoute l'interactivité. Le support CD devient multi-usage. Un chapitre important permet à l'utilisateur de faire le point et de mieux se situer dans cet imbroglio des standards associés aux différents produits.

Chaque étude des fonctions du lecteur optique s'accompagne d'études de schémas, proposés par les principaux constructeurs européens. En outre, l'auteur y ajoute une analyse des dysfonctionnements et met en œuvre des instruments de diagnostic. Le lecteur trouvera les oscillogrammes caractéristiques du fonctionnement de l'appareil ainsi que des données techniques permettant d'intervenir sur le lecteur optique.

Les notions utilisées, empruntent des concepts utilisés en électronique industrielle. Ce travail peut servir d'aide à *l'enseignement de l'électronique.*

Il faut remercier les sociétés Grundig, Philips, Sony, Thomson sans qui ce travail n'eut pas été possible.

à Linda, Lydie, Céline, Félix.

PREMIÈRE PARTIE

Standards
Organisation fonctionnelle
Gestion à microcontrôleur

Chapitre 1 Considérations générales
Chapitre 2 Évaluation des standards
Chapitre 3 Lecture optique
Chapitre 4 Lecteur optique : organisation fonctionnelle
Chapitre 5 Gestion à microcontrôleur d'un lecteur optique
Chapitre 6 Mécanique et circuits associés
Chapitre 7 Analyse de fonctionnement au démarrage

CHAPITRE 1
CONSIDÉRATIONS GÉNÉRALES

Le bref historique suivant relate les événements importants dans l'évolution des techniques de diffusion. Les machines à calculer puis l'informatique et ses puissants ordinateurs changent la façon de traiter les données audiovisuelles issues de sources traditionnelles. Les images et les sons de synthèse sont de plus en plus présents.

Apparition de l'ÉCRITURE (Égypte ancienne)

L'écriture constitue un moyen d'expression et de communication. Dans les temps anciens (préhistoire), on peut lui associer le dessin, la peinture, la sculpture. Chaque œuvre est unique. La machine à écrire est inventée à la fin du XVIIIe siècle.

Invention de l'IMPRIMERIE (XVe siècle)

La première forme d'imprimerie est apparue en Chine vers l'an 1000. Il faut attendre la fin du XVe siècle pour que soit inventée la presse en Europe. On estime à environ 200 millions le nombre de livres imprimés en Europe au XVIe siècle. L'imprimerie permet la diffusion d'une œuvre.

La MACHINE À CALCULER date de 1642

En 1642, Blaise Pascal entreprend la construction d'une *machine arithmétique*, la première calculatrice arithmétique. Une autre étape est franchie par Ch. Babbage en 1833 quand il propose le schéma de son *analytical engines* fonctionnant avec des cartes perforées.

La PHOTOGRAPHIE (1827-1888)

Inventée par Niepce, c'est en 1888 que George Eastman commercialise le premier appareil de type *box* chargé d'un film souple cellulosique baptisé Kodak. Appliquées à l'imprimerie, la photographie et l'informatique ont permis la réalisation de photocomposeuses électroniques.

Le PHONOGRAPHE - Le DISQUE (1877)

Conçu par Charles Cros puis par Thomas Edison, le phonographe utilise d'abord un cylindre comme support d'enregistrement. Le disque apparaît en 1895. Le premier disque microsillon est mis sur le marché en 1948.

La RADIODIFFUSION (1897 - 1920)

Les premières expériences de T.S.F. (téléphone sans fil) menées en France par Eugène Ducretet datent de 1897. C'est après la guerre de 1914 à 1918 que démarre réellement la radio.

Le CINÉMA (1895-1927)

C'est en 1895 à Paris, que les frères Lumière organisent la première séance publique de cinématographe. L'époque du cinéma muet commence. En 1927 la firme Warner Bros impose le cinéma sonore.

L'ORDINATEUR est réalisé en 1944

Construction à l'université de Pennsylvanie du *premier Electronic Numerical Integrator and Calculator* constitué de 18 000 tubes électroniques.

La TÉLÉVISION (1930-1960)

C'est dans les années 30 qu'ont lieu les premières émissions régulières de télévision en noir et blanc. Il faut attendre 1956 pour voir s'installer la couleur aux USA (Système NTSC mis au point par RCA). Au début des années 60, la France développe le système SECAM (inventé par Henri de France) puis Telefunken met au point le système PAL en Allemagne.

Le MICRO-ORDINATEUR (1971)

Fabrication des premiers microprocesseurs et développement des premiers micro-ordinateurs. Une nouvelle course commence !

Le COMPACT DISC *CD (années 1980)*

En juin 1980, Philips, Polygram et Sony définissent le standard CD audio. Des licences d'association sont proposées aux autres constructeurs de lecteurs optiques et fabricants de disques. En décembre 1984, plus de 20 millions de CD audio sont vendus.

Le CD-ROM - Le CD-I

En 1985 apparaît le CD-ROM. Les micro-ordinateurs ont largement évolués et tombent dans le domaine grand public. En juin 1987, annonce des spécifications du CD-I (*Compact Disc Interactive*). En septembre 1990, Philips et Kodak annoncent la sortie du PHOTO-CD.

L'analyse de ces événements permet de mettre en évidence deux phénomènes :

• Les moyens de diffusions deviennent plus nombreux (fig. 1.1) et plus puissants dans les dernières décennies, les coûts d'exploitation en sont réduits.

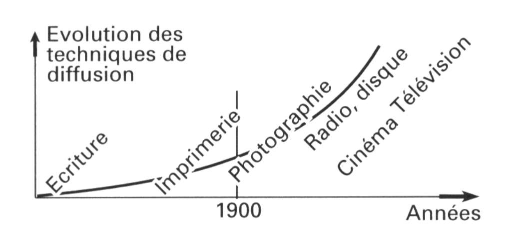


Fig. 1.1 : Évolution des techniques de diffusion.

• Avec les derniers développements de l'informatique et en particulier la possibilité de numériser et compresser les données, il devient possible de saisir et de traiter toutes les sources d'information : l'outil de traitement et le stockage sont étroitement associés (fig. 1.2). Seule la diffusion utilise encore des supports différentiés (papier pour les données imprimées, bande magnétique pour la vidéo cassette, film plastique pour le cinéma).

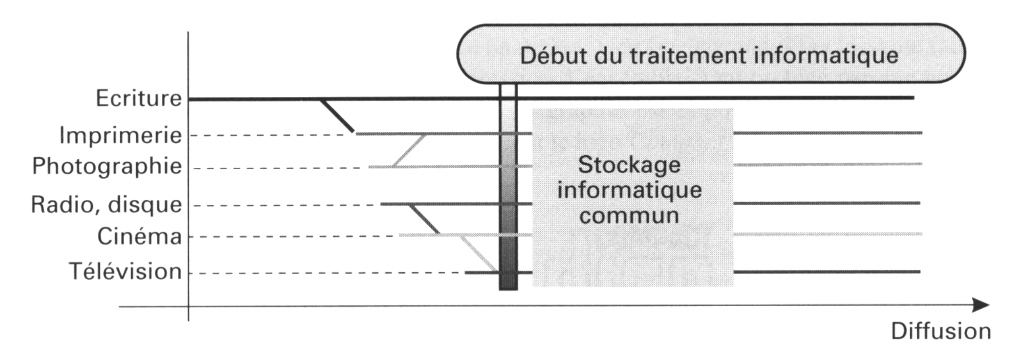


Fig. 1.2 : Au moment de la création, les techniques de diffusion passent de plus en plus par le traitement informatique.

L'utilisation de supports rigides a démontré ses avantages sur le support souple : le temps d'accès permettant la restitution d'un quelconque enregistrement est beaucoup plus court lors de la lecture d'un disque comparativement au temps nécessaire à la recherche sur une cassette magnétique, par exemple. Dans un avenir proche, on peut penser que le disque (optique, magnéto-optique, etc.) concurrencera fortement la bande magnétique.

Le *Compact Disc - Digital Audio* constitue le démarrage le plus spectaculaire des techniques numériques de diffusion sur disque. Le standard utilisé est évolutif. Au son codé numérique, on a ajouté les données (informatiques ou autres), le graphisme, l'image (naturelle ou de synthèse) et l'interactivité.

Avec les plus récentes évolutions technologiques, la capacité de stockage du disque s'accroît dans des proportions très importantes.

CHAPITRE 2
ÉVALUATION DES STANDARDS CD

LE CONCEPT DISQUE AUDIO-NUMÉRIQUE CD (*COMPACT DISC*)

C'est à la fin des années 1970 que Philips et Sony développent le principe de gravure binaire à lecture optique. Le support de l'information audionumérique est constitué par un disque de 120 mm de diamètre.

Le disque

En matière plastique transparente, le disque est pressé à partir d'un disque *mère* constitué par une matrice en nickel. Une fine couche réfléchissante (aluminium) est déposée sur l'impression, l'ensemble étant protégé par une pellicule en matière plastique. Une sérigraphie est déposée sur la pellicule de protection. Cette sérigraphie contient le logo *Compact Disc* (fig. 2.1) et l'identification de l'œuvre.





***Fig. 2.1 : Logos imprimés sur les disques et les lecteurs au standard* Compact Disc.**

Les dimensions du disque audionumérique et les caractéristiques de l'enregistrement sont fixées par le standard CD-DA *(Compact Disc - Digital Audio)* consigné dans le *red book* ou livre rouge :

- Diamètre extérieur : 120 mm.
- Épaisseur : 1,2 mm.
- Masse de 14 à 33 g.
- Sens de rotation horaire (quand le disque en mouvement est vu de dessus, côté sérigraphie).
- Vitesse de rotation de 1,2 à 1,4 m/s environ, la vitesse linéaire de lecture est constante et permet d'obtenir un *débit des informations audionumériques de 176 400 octets par seconde*. L'enregistrement est lu à partir du début de la piste située vers le centre du disque. La première plage placée au centre du disque contient la table des matières (TOC = *Table Of Contents*) ou sommaire (Menu). Pour pouvoir lire le disque, le lecteur doit obligatoirement avoir préalablement lu le menu.

• La durée maximale de lecture est de 74 minutes, soit une *capacité de 840 Mo* (mégaoctets) correspondant au message audionumérique. À cela, il faut *ajouter 360 Ko* (kilooctets) utilisés par les informations de service et divers autres informations (système).

• La profondeur de l'impression (ou gravure) est de 0,13 µm. Le pas de la spire est alors de l'ordre de 1,6 µm. La largeur de la piste est de l'ordre de 0,5 µm. Le diamètre du spot laser est d'environ 1 µm.

Le codage

Avant enregistrement, le message audionumérique subit un codage de type PCM *(Pulse Code Modulation).* La bande passante du signal audio restitué est de l'ordre de 20 kHz, le débit des informations binaires *utiles* est d'environ 1,4 Mb/s (mégabits par seconde) :

• Les échantillons sont prélevés à la fréquence de 44,1 kHz.
• Chaque échantillon est quantifié sur *16 bits.*
• Il faut échantillonner et quantifier les voies gauche et droite (le son est stéréophonique).

Le calcul du débit binaire est donné par la relation :

$$44{,}1.10^3 \times 16 \times 2 = 1\ 411\ 200 \text{ bits/s} = 176\ 400 \text{ octets/s.}$$

Aux données audionumériques, il faut ajouter les données de *service* et *système* nécessaires au fonctionnement du lecteur.
Il devient nécessaire de procéder à une réduction du débit binaire lors du codage de l'information audionumérique. Les octets contenant le message sont transposés selon une table numérique en mots de 14 bits (transposition EFM = *Eight to Fourteen Modulation*) complétés par des mots de liaison de 3 bits. En particulier, les mots de 14 bits choisis lors de la transposition EFM sont tels que :

• Sur le disque, les transitions (début de *pit* ou fin de *pit*) représentent la valeur binaire 1 alors que les absences de transition (absence de *pit* ou partie centrale d'un *pit*) représentent la valeur binaire 0.

• La valeur moyenne du courant de lecture du disque est nulle.

• La *bande passante* du signal de lecture du CD est comprise entre *196 et 720 kHz.*

REMARQUE

Ne pas confondre 1 000 000 bits et 1 Mb caractérisant, par exemple, la capacité d'une mémoire. 1 Mb représente alors 2^{20} = 1 048 576 bits.

• Le débit de 1 411 200 bits/s est noté 1,4 Mb/s. *Le débit de 1,4 Mb/s ou 176 400 octets/s d'informations utiles codées en numérique est à retenir en tant que première limite de développement,* la technologie disponible dans les années 70 ne permettant pas d'aller au-delà.

• Le signal audionumérique est codé sur 16 bits. La dynamique du signal audio (la dynamique mesure l'écart d'amplitude entre un son faible ou *pianissimo* et un son fort ou *fortissimo*) reproduit est de 20 log 2^{16} soit environ 96 dB.

• Lors de la réalisation de l'impression du CD, il peut se produire des erreurs. Des bits de parité sont enregistrés afin de pouvoir contrôler la validité des octets de données audionumériques. Les octets sont aussi protégés par entrelacements. Des calculs d'interpolation permettent de retrouver les valeurs manquantes en cas de défauts importants (gravure) sur le disque.

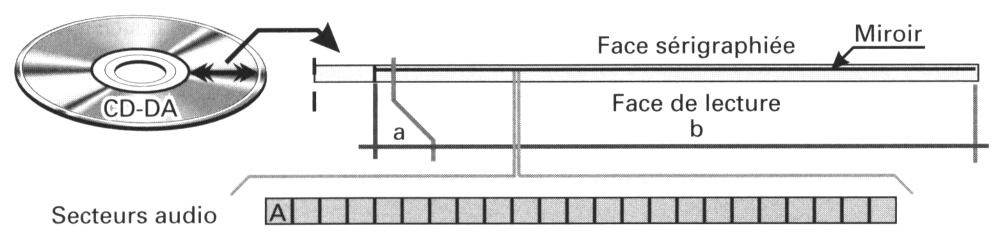


Fig. 2.2 : Gros plan sur l'organisation des données enregistrées selon le standard CD-DA.

L'enregistrement des données inscrites sur le disque est organisé en *trame* de 24 octets de données audio. Les trames sont organisées en *secteurs* (fig. 2.2) : chaque secteur rassemble 98 trames et est lu en 1/75e de seconde. Tous les secteurs audio *A* sont identiques.

La piste en *a* (fig. 2.2) contient le menu ou TOC alors qu'en *b* sont enchaînées les plages enregistrées. Les secteurs audio *A* sont lus dans l'ordre de l'enregistrement. La lecture des secteurs audio *A* est continue : le temps d'acquisition t_a d'un secteur *A* est égal au temps de restitution t_r du message sonore correspondant, ce qui peut s'écrire $t_a = t_r$.

LES DISQUES VIDÉO-NUMÉRIQUES, CD-ROM ET DÉRIVÉS

Le CD-ROM et CD-ROM XA

Ces disques (*eXtended Architecture Compact Disc - Read Only Memory*) sont des mémoires de masse pour micro-ordinateur (les premiers CD-ROM sont créés en 1985 !). Ces mémoires sont de type ROM, c'est-à-dire à lecture seule. La capacité est d'environ 600 Mo !

Le standard du CD-ROM a été développé à partir du standard CD-DA (*Compact Disc - Digital Audio*). La structure du CD-ROM est décrite dans le *yellow book* ou livre jaune, publié par l'ISO (*International Standard Organisation*) en 1985. Le standard est encore référencé ISO 10149.

À la différence du CD-DA dont la lecture ne peut être que linéaire (les secteurs d'une plage sont lus à la suite les uns des autres), le CD-ROM, dédié à l'archivage de données, supporte une architecture de type informatique permettant un accès rapide à une donnée spécifique. Les enregistrements sont encore organisés en *secteurs*. Chaque secteur comporte 2 352 octets organisés dans un des deux modes suivants :

• *Mode 1* : ce mode d'organisation des données est adapté à l'enregistrement de *programmes informatiques* ou de *textes*. Si une erreur se glisse dans l'enregistrement, l'octet manquant ne peut pas être récupéré par interpolation. *La protection des données utiles doit être maximale.* Le débit des données utiles s'en trouve réduit.

• *Mode 2* : les secteurs enregistrés sont moins bien protégés, le débit des données utiles est plus important mais peut comporter des erreurs. Ce mode est adapté à l'enregistrement de *données audio et vidéo.*

En 1989, le standard CD-ROM est étendu à l'utilisation multimédia et donne naissance au CD-ROM XA. Le CD-ROM XA est un CD-ROM fonctionnant selon le MODE 2.

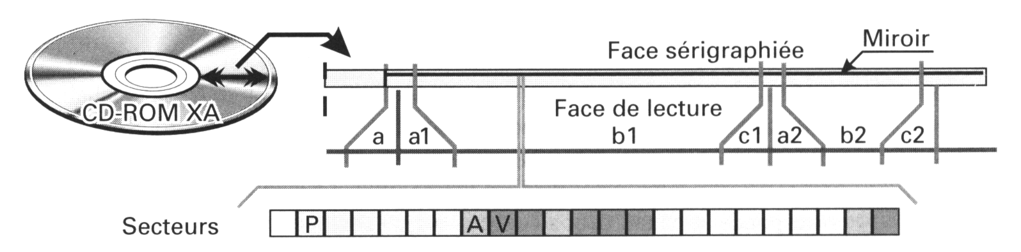


Fig. 2.3 : Gros plan sur l'organisation des données enregistrées selon le standard CD-ROM XA.

Le standard CD-ROM XA autorise la gravure du disque en plusieurs séquences, indépendantes les unes des autres. Il est possible d'ajouter de nouveaux fichiers tant que la capacité totale du disque n'est pas atteinte. Le disque est dit *multisession.*

La plage de début *a* (fig. 2.3) permet le démarrage du disque et informe le lecteur du standard. La plage a_1 est mise en place au début de l'enregistrement de la première session dont le contenu est b_1 . L'enregistrement de la première session est terminé par une plage de fin repérée c_1 .

Outre la possibilité de *mélanger* des secteurs (fig. 2.3) contenant du programme *P*, de l'audio *A* ou de la vidéo *V*, le standard CD-ROM XA permet de faire suivre un nouvel enregistrement aux précédents. Les plages a_1 , a_2 , ... sont autant de UTOC (*User Table Of Contents*) qu'il y a de sessions sur le disque.

Le photo-CD

Mis sur le marché par Kodak dès 1990, le photo-CD permet le stockage vidéo-numérique de photographies à partir du film négatif ou de diapositives, les images pouvant être en noir et blanc ou en couleur. Le transfert des données vidéo-numériques sur le disque est réalisé en studio par une machine spécialisée. Une centaine d'images peut être stockée sur un disque. Il est aussi prévu l'enregistrement de texte et de son numérique sur le photo-CD, une plage son pouvant être associée à chaque image (diaporama). Enfin, le photo-CD Portfolio utilise les fonctions interactives.
Le format photo-CD est en grande partie décrit par le standard ISO 13490 consigné dans le livre orange ou *orange book* qui fixe les caractéristiques de l'enregistrement sur CD-R, CD-WO ou CD-I.

Chaque photographie numérique est mémorisée avec cinq définitions différentes.

Définition	Usage	Format
3 072 × 2 048 pixels	tirage papier	base × 16
1 536 × 1 024 pixels		base × 4
768 × 512 pixels	vidéo dite haute définition	base
384 × 256 pixels		base ÷ 4
192 × 128 pixels	vidéo pour affichage sur écran standard	base ÷ 16

Plus la définition de l'image est élevée, plus le temps d'accès à l'image est important. Si une image est affichée plein écran en base ÷ 16, l'affichage d'une partie (zoom) de l'image se fait alors en base ÷ 4 et ainsi de suite. On accroît la définition de la partie visualisée de l'image. Le zoom est réalisé sur 1/4 de l'image.

REMARQUE

Lors de l'achat par l'utilisateur, le photo-CD n'est pas totalement vierge. Au centre du disque (fig. 2.4) sont enregistrés le menu de reconnaissance du type de logiciel de numérisation utilisé ainsi que le logiciel de compression numérique fixé par le standard photo-CD (plages a et a_1). Chaque disque comporte un numéro d'identification.

Les programmes de décodage et de décompression de l'image sont résidants dans la mémoire ROM du lecteur photo-CD. L'utilisateur peut choisir et programmer la visualisation des images dans un ordre quelconque. Le programme peut être sauvegardé en mémoire non volatile (NVRAM), le programme étant automatiquement affecté au disque quand le numéro d'identification est reconnu par le lecteur.

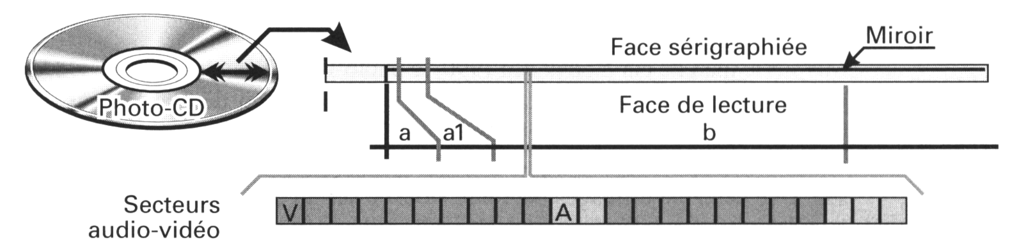


Fig. 2.4 : Gros plan sur l'organisation des données enregistrées sur le photo-CD.

Le photo-CD peut également être lu par un lecteur CD-I. Au démarrage, le disque photo-CD est identifié comme un disque CD-I. Les programmes de décodage et de décompression de l'image enregistrés en début du photo-CD sont chargés dans la mémoire RAM du lecteur CD-I.
Le photo-CD peut être lu par un lecteur CD-ROM XA. Des logiciels permettent l'importation des images et éventuellement des retouches.

Le CD-I Ready

Ce support est essentiellement un CD audio au standard CD-DA. Ce disque comporte aussi quelques images, du texte et des graphismes. L'interactivité est surtout limitée à des choix thématiques : thèmes musicaux par exemple. Les textes permettent de visualiser la biographie de l'auteur, l'influence de courants artistiques sur l'œuvre, etc. Lorsque le CD-I *Ready* est lu par un lecteur CD-DA, l'utilisateur accède aux différentes plages audio par un numéro donné lors de la lecture du menu.

Le CD-R (Compact Disc Recordable) *ou CD-WORM*

Le *CD-Write Once, Read Many* (CD à écriture unique, lectures multiples) est un disque standard de 120 mm de diamètre. Les caractéristiques des disques optiques enregistrables sont consignées dans le livre orange ou *orange book*.
Les disques optiques enregistrables peuvent être rangés en deux grandes familles : les CD à *changement de phase* et les CD *magnéto-optiques*.
Le disque comporte (comme le CD-DA) une surface réfléchissante, métallique ou ayant la propriété de réfléchir le faisceau laser. L'enregistrement est obtenu en modifiant localement les propriétés optiques du support. Ce résultat est obtenu par une modification de l'agencement moléculaire de la surface active, réalisée par une augmentation de la température localisée du support.
Le dispositif d'enregistrement dispose d'un laser plus puissant que celui habituellement utilisé lors de la lecture.

Les CD enregistrables à changement de phase

On peut classer ce type de CD en trois catégories :

• Le faisceau laser est suffisamment puissant pour perforer la surface réfléchissante. L'écriture est obtenue par fusion de la couche métallique.

L'enregistrement se traduit par des trous, le principe du lecteur est identique à celui d'un lecteur CD-DA. Les caractéristiques du bloc optique utilisé sont celles d'un lecteur CD-DA.

• La couche réfléchissante est un mélange de deux métaux. Lors de l'enregistrement, au point d'impact du faisceau laser, la température produite est suffisante pour provoquer la fusion des métaux. Il en résulte un alliage aux propriétés optiques différentes (perte de réflectivité). Pour réaliser l'enregistrement, on module la puissance du laser en tout ou rien.

• Une couche *active* est ajoutée sous la couche réfléchissante. Cette couche intermédiaire est constituée par une substance normalement amorphe. L'enregistrement, réalisé par élévation localisée de la température, se traduit par une cristallisation de la couche active à l'emplacement du *pit* et une perte de réflectivité à la lecture.

L'inconvénient majeur de ces supports est qu'ils ne sont pas ré-enregistrables (sauf peut-être dans le dernier cas). On a donc cherché à mettre en œuvre les propriétés magnétiques de certains supports et de procéder à des enregistrements du type de ceux utilisés sur les bandes magnétiques, tout en conservant le principe de la lecture optique.

Les CD enregistrables magnéto-optiques

Les molécules constituant la couche active, placée sous la couche métallique réfléchissante, peuvent être orientées dans le champ d'une tête d'enregistrement magnétique quand la température locale est suffisamment élevée (point de Curie).
À la lecture, le plan de polarisation du faisceau laser tourne en fonction de l'orientation moléculaire réalisée à l'enregistrement.

CD-I (Compact Disc - Interactive)

Disque compact interactif, son diamètre est de 120 mm (des disques économiques de 80 mm peuvent être réalisés). Le CD-I est avant tout un disque contenant des programmes. Il contient aussi des données, des informations vidéo-numériques (images fixes ou animées), des informations audionumériques. Les programmes assurent l'interactivité par l'intermédiaire d'une télécommande ou d'un autre dispositif de communication (manette de jeux, *tracker ball*, souris, etc.).
Les caractéristiques du CD-I sont issues des caractéristiques du CD-ROM XA et sont fixées par un standard totalement dédié aux applications multimédia. Proposé par Philips en 1988, le standard CD-I constitue le *green book* ou livre vert.
Le débit des données utiles lues est de *1,4 Mb/s ou 176 400 octets/s*. Il est identique à celui donné par le standard CD-DA. Pour pouvoir disposer de données vidéo et audio quasi simultanément et profiter de l'*interactivité*, il devient nécessaire de réaliser une compression des données enregistrées sur le disque.

REMARQUE

Quand le premier standard CD-I est développé, les compressions des données audio-vidéo sont de types différents de la compression MPEG, de mise en œuvre plus récente.

En fonction de la séquence audiovisuelle traitée, les concepteurs ont déterminé *quatre niveaux* de codage du *son* et plusieurs codages de l'*image*. Par exemple, la voix d'un personnage de dessin animé ne nécessite pas la même bande passante que la restitution d'un morceau musical classique.
De même, l'image est traitée différemment selon qu'il s'agit d'une image de dessin animé, d'un graphisme ou d'une image naturelle. Il reste possible de mélanger les différentes sources sonores et les différents types d'images dans une séquence audiovisuelle enregistrée sur une plage du CD-I. Le tableau suivant résume les applications audio.

Niveau	Fs-sampling	Bits	Bande audio	Durée/secteur	tr/ta	Son	Application
CD-DA	44,1 kHz	16	20 kHz	13,33 ms	1	stéréo	qualité CD-audio
A	37,8 kHz	8	17 kHz	26,66 ms	2	stéréo	qualité HI-FI
				53,33 ms	4	mono	
B	37,8 kHz	4	17 kHz	53,33 ms	4	stéréo	qualité son « FM »
				106,66 ms	8	mono	
C	18,9 kHz	4	8,5 kHz	106,66 ms	8	stéréo	parole ou qualité son « AM »
				213,33 ms	16	mono	

Les enregistrements sont organisés en *secteurs* constitués de 98 *trames* contenant chacune 24 octets de données (et les octets de service, système, etc.). Chaque secteur contient 98 × 24 = 2 352 octets de données.

Les secteurs peuvent être de trois types (fig. 2.5).

• *Secteurs* de type *audio* : si on considère un son de type CD-DA codé sur 2 × 16 bits et une fréquence d'échantillonnage de 44,1 kHz, le temps de lecture d'un secteur est de 2 352 ÷ (4 × 44,1) = 13,33 ms soit 1/75e de seconde. La durée du son reproduit correspond exactement à la durée de la lecture d'un secteur. Le rapport du temps de reproduction sur le temps de lecture (t_r/t_a) est égal à un : en conséquence, lors de la lecture de son codé au standard CD-DA, il n'est pas possible de lire des secteurs d'autres types. Si une image est visualisée au moment de la lecture de son codé CD-DA, elle doit alors être mémorisée en mémoire RAM du lecteur CD-I.

• *Secteurs* de type *vidéo* : les données audionumériques sont remplacées par des données vidéo-numériques et permettent d'afficher des graphiques, des animations (dessins animés) ou des images naturelles fixes ou animées.

• *Secteurs* de type *programme* (ou texte) : ils sont chargés dans la mémoire RAM du lecteur. Ils permettent l'interactivité.

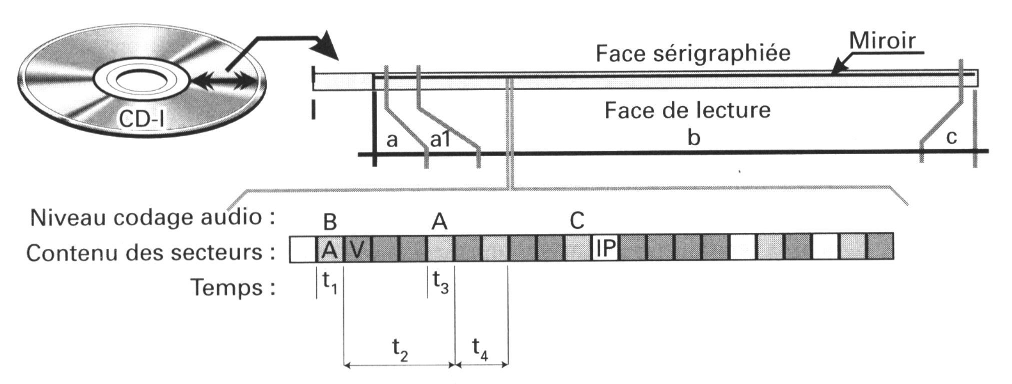


Fig. 2.5 : Organisation des données enregistrées sur le disque au standard CD-I.

REMARQUES

• Tous les secteurs, quelqu'en soit le type, sont lus à la même vitesse : le débit numérique est constant (comme le standard du CD-DA). La lecture d'un secteur dure 1/75e de seconde.

• Si la séquence reproduite est par exemple un dessin animé sonorisé (fig. 2.5), les secteurs audio *A* et vidéo *V* alternent sur le CD-I avec les secteurs programme *IP* permettant l'interactivité. Le contenu vidéo et le contenu audio doivent être compressés. La figure 2.5 montre un enchaînement des secteurs enregistrés sur le disque.

Pendant l'intervalle de temps t_1 , un secteur audio *A* codé niveau B stéréo est lu et traité. La décompression du signal audio permet une restitution pendant l'intervalle t_2 . Dans le tableau précédent, la colonne t_r/t_a donne le rapport entre le temps de restitution t_r et le temps de lecture t_a d'un secteur.

Le contenu de chaque secteur audio est adapté au contenu des secteurs vidéo. Une séquence audio peut être mémorisée en mémoire RAM et restituée chaque fois que le programme en cours le demande.
De la même façon, les secteurs vidéo *V* sont lus et traités. L'intervalle de temps nécessaire à la lecture des secteurs vidéo sur le CD-I est inférieur au temps pendant lequel l'image est affichée à l'écran. Selon le codage adopté, il sera ou non possible de réaliser des animations plein écran.
On rappelle qu'en Europe, la fréquence image est 25 Hz. Chaque image étant décomposée en deux trames, la fréquence de projection trame est de 50 Hz soit un rafraîchissement de l'information toutes les 20 ms.

Codage image type	Taille mémoire par image	Couleur	Temps d'accès	Application
RVB555	210 Ko	21 953	1,2 s	graphique complexe
CLUT	52,5 Ko à 105 Ko	16 à 256	0,3 s à 0,6 s	animation graphique
RUNLENGTH	variable, ÷ 10/CLUT	8 à 128		dessin animé
DYUV	105 Ko	16 millions	0,6 s	« images naturelles »

Le tableau précédent montre que les temps d'accès sont d'autant plus courts que la taille mémoire est réduite (moins de secteurs sont nécessaires au stockage d'une image sur le disque). Le codage *Runlength* est le plus approprié pour la reproduction d'images animées, mais la qualité est limitée à la reproduction de dessins animés.

Si on souhaite animer des *images naturelles*, il faut que les images soient codées type DYUV et il faut pouvoir réduire le temps d'accès (durée de lecture des secteurs sur le disque). On choisit de réduire la taille mémoire de chaque image en réduisant la dimension de l'image animée à 1/9e de la taille de l'écran, la surface restante de l'écran étant occupée par un *décor*.
Il est encore possible de réduire le nombre d'images nécessaires à la reproduction d'une animation sans détériorer notablement le rendu du mouvement en projetant deux fois la même image.
Enfin, on décompose l'image en plans superposés (quatre plans au maximum). Cette solution permet des effets spéciaux, des incrustations de textes ou de symboles dans l'image principale, etc. Les plans invariants sont lus et stockés en mémoire RAM du lecteur CD-I. Il ne reste alors plus qu'à lire les secteurs correspondant au plan qui est modifié ou animé : on réduit ainsi considérablement les temps d'accès et le nombre de secteurs sur le disque.

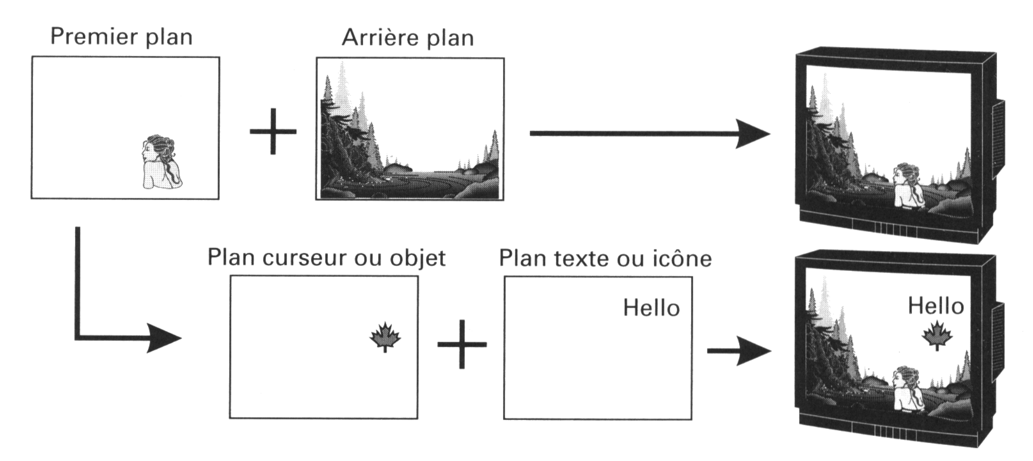


Fig. 2.6 : Décomposition d'une image, avant enregistrement, en quatre plans.

Dans l'exemple de la figure 2.6, *les secteurs constituant l'arrière plan* sont lus sur le disque et traités. Les données sont mémorisées en RAM du lecteur CD-I. Les *secteurs correspondant au premier plan* peuvent être lus et traités, les pixels caractéristiques du *premier plan masquant les pixels de l'arrière plan.*
Le nombre de pixels caractéristiques du premier plan est très inférieur au nombre de pixels d'une image complète.
Le temps d'accès aux secteurs constituant le premier plan est suffisamment faible pour permettre une animation en même temps qu'une lecture des secteurs audio.
Selon le sujet traité, *le plan curseur ou objet* permet une animation calculée en fonction des choix de l'utilisateur (trajectoire de la balle de golf par exemple) ou plus simplement, il permet à l'utilisateur de pointer les icônes *(plan texte ou icône)* ou certaines parties actives de l'image.

Protection des données programme ou texte

Les secteurs (fig. 2.3 ou fig. 2.5) de type programme *P* doivent contenir des protections contre les erreurs alors que les secteurs audio ou vidéo doivent permettre des débits de données importants. Il est prévu deux formats d'enregistrement (les enregistrements étant conformes au *mode 2* du standard CD-ROM XA).

• *Format 1* : les secteurs programme (ou texte) sont configurés en format 1. Les données (2 048 octets) sont protégées par des octets de codes de détection d'erreurs (4 octets) et des codes de correction d'erreurs (276 octets).

• *Format 2* : les secteurs audio et vidéo sont configurés en format 2. Les données (2 324 octets) ne sont plus protégées par des octets de codes de détection et de correction d'erreurs.

Au centre du disque est enregistrée une plage de reconnaissance fixée par le standard CD-I : cette plage est appelée *lead-in*. Elle est organisée en secteurs dont les bits de données sont à zéro (secteurs vides). Cette plage donne l'identification du disque et la table des matières (dont le *menu*) : ces informations sont données par les sous-codes Q.
La plage de reconnaissance est toujours suivie d'une ou plusieurs plages au standard CD-I. À la suite des plages au standard CD-I peuvent être enregistrées des plages au standard CD-DA. Un secteur particulier est placé avant le démarrage des plages au standard CD-DA. Une plage de *fin* ou *lead-out* fait suite aux plages CD-DA ou aux plages CD-I quand le disque ne comporte pas de plages CD-DA.
Un disque comportant des plages au standard CD-DA peut être lu par un lecteur CD-DA, les plages au standard CD-I sont alors ignorées.

L'avenir CD-I

La transmission numérique d'images animées connaît actuellement des développements importants et les procédés de compression et décompression en

temps réels sont maintenant disponibles. Il est certain que l'évolution allant vers une simplification des produits, les codages vidéo imaginés dans le CD-I disparaîtront au profit des nouvelles normes (MPEG). Mais ce n'est pas pour autant que le concept de l'interactivité s'en trouve modifié. Le CD-I devient *Vidéo-CD*, ...

REMARQUE

Ne pas confondre *Laserdisc* et *Vidéo-CD.*
Sur un *Laserdisc* le son est codé numérique comme sur un CD audio, le *contenu vidéo est analogique*, la composante couleur étant codée PAL ou NTSC selon le standard d'origine.
Il existe des disques *single* de couleur dorée (*gold*). Cette couleur a été choisie pour les différencier des disques audionumériques ordinaires de couleur argentée (*silver*). La durée des enregistrements sur un *Laserdisc single* est au maximum de 20 minutes pour la plage audio suivie d'une plage audio-vidéo d'une durée maximale de 6 minutes. Il existe donc des disques *long play* de diamètre 20 cm ou 30 cm.
Les disques lus à vitesse linéaire constante (CLV = *Constant Linear Velocity*) peuvent être enregistrés double face ; la durée de l'enregistrement atteint 120 minutes. Les disques interactifs lus à vitesse angulaire constante (CAV, *Constant Angular Velocity*) contiennent jusqu'à deux fois 54 000 images fixes sur un disque double face, 30 cm.

Le vidéo-CD

Ce disque existe actuellement en diamètre de 120 mm. Le son et la vidéo sont codés numériques. Les caractéristiques optiques de l'ensemble *disque - bloc optique* définies pour une lecture CD-DA sont maintenues ; le débit à la lecture de 1,4 Mb/s détermine la limite qu'il n'est pas souhaitable de franchir si on ne désire pas augmenter la vitesse de rotation du disque. Pour ne pas dépasser un débit global des informations audio-vidéo codées numériques de 1,4 Mb/s, il devient nécessaire de réaliser une compression des contenus audio et vidéo à l'enregistrement. Le débit est alors ramené à 1,2 Mb/s pour l'image et à 0,2 Mb/s pour le son.
Le standard est écrit dans le *white book* ou livre blanc, il reprend en partie le *yellow book* et le *green book* auxquels on ajoute la définition du MPEG-1. Le débit des informations lues sur le Vidéo-CD est comparable aux informations audionumériques lues sur le CD, soit 1,4 Mb/s ou 176 400 octets/s.

La compression J-PEG ou MPEG-vidéo

Retenons que lors de la compression du contenu vidéo selon les normes J-PEG ou MPEG, on n'enregistre complètement qu'une image sur *n* images, les informations enregistrées des autres images n'étant caractéristiques que des variations des contenus (les mouvements en particulier).

Quand la compression vidéo est réalisée selon la norme MPEG-2, la qualité de l'image reproduite est comparable à la qualité d'une image lue à partir d'un enregistrement au standard VHS.

MPEG ; Motion Picture Expert Group :
Cette commission, créée à l'initiative de l'ISO (*International Standard Organization*) et de la CEI (Commission Électrotechnique Internationale) a pour rôle de définir, au plan mondial, les caractéristiques des produits de stockage et de recouvrement, sous forme numérique des informations audio-vidéo. Cette commission créée en 1988 comporte deux groupes de travail, le MPEG pour l'image et le MPEG-audio pour le son.
Des groupes de travail ont été constitués au sein de la commission MPEG-audio. Chacun des groupes étudie et développe une technique de codage audionumérique compressé :

- ASPEC (*Advanced SPectral Entropy Codec*). Sont en particulier membres de ce groupe, les sociétés AT&T (USA), Thomson-Brandt (D) et France-Telecom (F), etc.
- MUSICAM (*Masking-pattern Universal Sub-band Integrated Coding And Multiplexing*). Sont membres de ce groupe les sociétés Philips (NL), CCETT (F), Matsushita (J), etc.
- ATRAC (*Adaptive TRansform Acoustic Coding*) est un groupe composé uniquement de sociétés japonaises dont JVC, Sony, etc.

L'environnement MPEG :
Le débit numérique, les dimensions de l'image et la définition sont paramètrables en fonction de l'application (fig. 2.7). On raisonne alors en terme de profils et de niveaux.

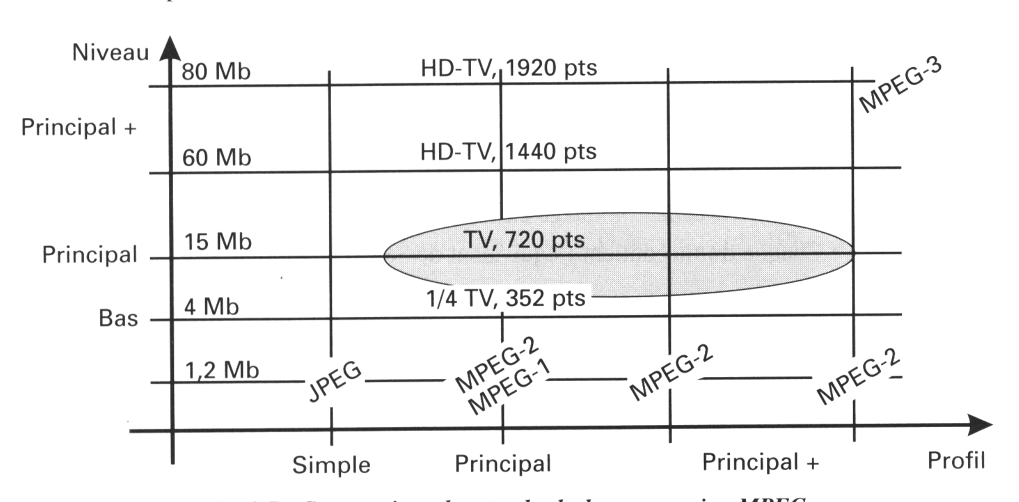


Fig. 2.7 : Comparaison des standards de compression MPEG.

Le train binaire MPEG :

Le train binaire ou flux binaire désigne le contenu et la vitesse de transmission en série des données obtenues en sortie d'une compression d'image animée au standard MPEG.
La compression J-PEG ne permet de traiter que des images fixes. Les caractéristiques du train binaire MPEG-1 sont consignées dans l'ISO 11172. Ce standard supporte une transmission simultanée des informations vidéo et des informations audio dans le même train binaire. Le débit binaire est de l'ordre de 1,4 Mbits/s (limité à 1,5 Mbits/s), ce standard ne traite que des images non-entrelacées.
La compression MPEG-2 est adaptée au traitement des images entrelacées habituellement utilisées en télévision. Le train binaire nécessite un débit compris entre 4 et 9 Mbits/s pour permettre la reproduction d'images ayant la définition habituelle. Le débit atteint 20 à 25 Mbits/s pour obtenir une définition plus importante.

La compression MPEG-audio :

Ce mode de compression s'adapte à la fréquence d'échantillonnage de la source quand elle est numérique : par exemple, *fs* = 32 kHz (source DAB, DSR) ou *fs* = 44,1 kHz (source CD) ou *fs* = 48 kHz (source DAT). Le débit numérique en entrée du codeur est donc variable.

• Les échantillons en entrée sont codés sur 16 bits par voie.

• Le débit des informations en entrée (mode enregistrement) est fonction de la fréquence d'échantillonnage (*sampling frequency* fs).

Si fs = 32 kHz alors le débit est 32 000 × 16 × 2 = 1 024 000 bits/s ;
si fs = 44,1 kHz alors le débit est 44 100 × 16 × 2 = 1 411 200 bits/s ;
si fs = 48 kHz alors le débit est 48 000 × 16 × 2 = 1 536 000 bits/s.

En sortie d'un codeur MPEG-audio, le débit des informations audionumériques est régulier, ajustable et compris entre 8 000 et 448 000 bits/s. Les données à enregistrer sont au format *trame PASC (Precision Adaptative Sub-band Coding).*

• À chaque trame correspond une séquence sonore dont la durée dépend de la fréquence d'échantillonnage en entrée.

• Chaque trame contient l'équivalent de 384 échantillons.

fs (sampling frequency)	16 kHz	22,05 kHz	24 kHz
Temps de restitution t_r/trame	24 ms	17,40 ms	16 ms

fs (sampling frequency)	32 kHz	44,10 kHz	48 kHz
Temps de restitution t_r/trame	12 ms	8,70 ms	8 ms

La compression du son prend en compte les limites psycho-acoustiques de l'oreille humaine.

GÉNÉRALISATION : LES SUPPORTS AUDIO-VIDÉO NUMÉRIQUES, LES PRODUITS

Les produits compatibles CD, environnement CD

Le produit générique est le disque compact *CD*. Son diamètre initial est de 120 mm. Il est utilisé comme support à l'enregistrement du son audionumérique sans compression de données. La durée de l'enregistrement est au maximum de 74 minutes pour un débit de 1,4 Mb/s.

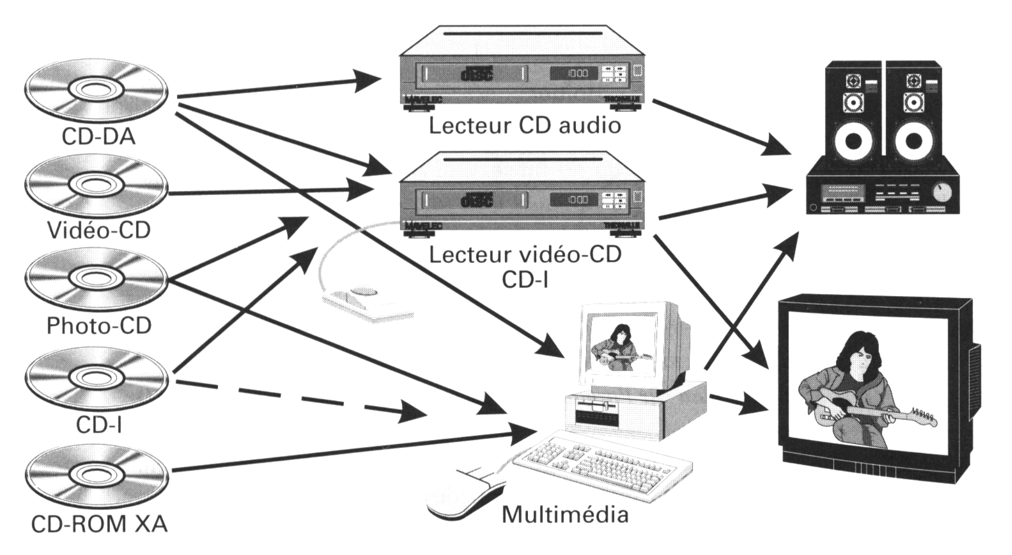


Fig. 2.8 : Récapitulatif des différents supports CD et appareils de lecture.

Les CD-audio peuvent être lus par tous les autres lecteurs de la gamme des produits compatibles (fig. 2.8). Un CD-audio de 80 mm (*single*) a été ensuite réalisé. Il s'agit d'un produit économique. Les lecteurs CD-audio mécaniquement compatibles peuvent lire ce disque. Un adaptateur mécanique peut être nécessaire si le lecteur n'a pas été prévu à l'origine pour lire ce disque réduit.

Le lecteur CD-I peut être équipé d'une cartouche vidéo MPEG-1. Cet ensemble est alors apte à lire les vidéo-CD au standard MPEG-1. Ces disques sont actuellement diffusés.

Enregistrement et lecture sur **Mini Disc** *Sony, le MD*

Ce nouveau produit est apparu sur le marché fin 1992. À l'origine, le MD est destiné à la diffusion d'œuvres préenregistrées. Les concepteurs ont cherché à réaliser un produit léger et compact, insensible aux chocs et aux secousses. Les informations enregistrées sur le MD sont de type audionumérique compressé de type ATRAC : le diamètre du disque est de 64 mm pour une durée d'enregistrement maximale de 74 minutes. Les MD préenregistrés utilisent en

partie les caractéristiques mécaniques des disques compacts : la lecture est optique et réalisée à partir d'un rayon laser. Les MD sont donc en matière plastique transparente. La surface imprimée réfléchissante est en aluminium.

La lecture du Mini Disc *est discontinue*

Les données audionumériques compressées sont lues sur le disque à vitesse linéaire constante (de 1,2 à 1,4 m/s) pendant le temps t_a (fig. 2.9). Le temps t_a est le temps d'acquisition. Les données acquises pendant le temps t_a sont traitées et permettent la restitution d'un signal audio pendant la durée t_r (temps de restitution).

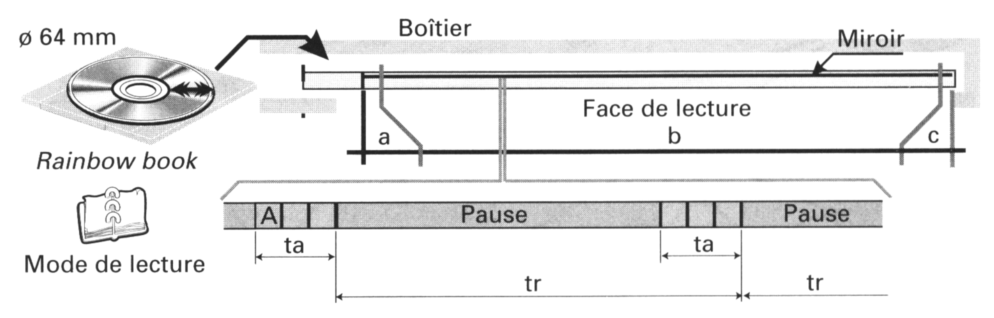


Fig. 2.9 : Gros plan sur l'organisation des données enregistrées sur le MD.

En reproduction d'une plage MD enregistrée, le lecteur fonctionne successivement en mode lecture puis en mode pause, etc.

Le format d'enregistrement des données audionumériques sur MD est comparable au format des données enregistrées sur un CD-ROM mode 2. Les données sont organisées en *secteurs* comportant 2 332 octets de données plus 20 octets de service (synchronisation, etc.). Trente-six secteurs sont eux-mêmes regroupés pour former un *bloc* ou *cluster*. Deux secteurs comportent onze groupes son, chaque *groupe son* contenant 424 octets de données audio compressées, codées ATRAC. Chaque groupe son représente 512 échantillons audio voie gauche plus 512 échantillons voie droite non compressés, soit :

$512 \times 16 \times 2 = 16\,384$ bits, soit encore 2 048 octets.

Le taux de compression est donc de 2 048/424 = 4,83.

Durée maximale	*fs*-sampling	Bits	Bande audio	t_r/t_a	Son	Application
74 min	44,1 kHz	16	20 kHz	4,83	stéréo	qualité proche du CD-audio

Le *Mini Disc* se présente sous forme d'une cartouche mince de 72 × 68 × 5 mm. Sa présentation rappelle une disquette informatique de 3,5 pouces (fig. 2.10). Le volet de protection ne découvre que la face inférieure d'un MD préenregistré alors qu'il doit découvrir les deux faces d'un MD enregistrable.

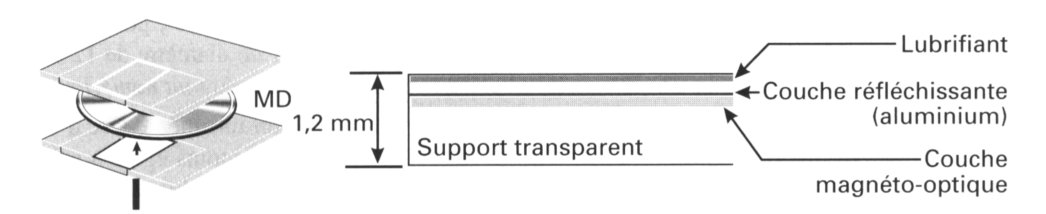


Fig. 2.10 : Eléments constituant le **Mini Disc**

Un MD enregistrable et ré-enregistrable (MD-MO) a été mis au point : le support de l'enregistrement est de type magnéto-optique. Une couche magnéto-optique est constituée de particules de matière (à base de ferrite, de terbium et de cobalt) encadrées de deux couches diélectriques.

L'enregistrement est réalisé quand on chauffe localement le disque avec le rayon laser. Les particules sont alors orientées par le champ magnétique créé par une tête magnétique placée en regard du point chaud, côté identification du MD. L'orientation donnée à chaud lors de l'enregistrement est conservée. Cette modification de la structure de la couche magnéto-optique se traduit par une modification de la direction de polarisation de l'onde lumineuse (rayon laser). Sous certaines conditions, le disque ré-enregistrable est compatible à la lecture avec le MD préenregistré.

REMARQUE

À la fabrication du MD-MO, un sillon est prégravé sur toute la surface du disque et contient certaines informations d'adresse, nécessaires lors de l'enregistrement (*wobbing per groove*).

En développement : le SD/DVD

Son numérique, image numérique

Les derniers développements de la compression de données audio et vidéo (au standard MPEG-2), ont mis en évidence la nécessité d'augmenter le débit binaire maximal (la première limite correspondant à la lecture d'un CD-DA, est de 1,4 Mbits/s).

Lire des données audio-vidéo compressées MPEG-2 suppose qu'on puisse obtenir un débit binaire de l'ordre de 4,5 à 5 Mbits/s. À cela, il faut considérer que la durée (standard) d'un film est de 135 minutes. Il faut être en mesure d'emmagasiner sur un disque, environ $(5 \times 60 \times 135) \div 8 = 5$ Go (cinq gigaoctets).

Premier élément d'une nouvelle famille de disques, le SD/DVD, pour *Super Density/Digital Video Disc*, d'une capacité de 5 Go sur un diamètre de 12 cm (comparable au CD-DA), répond aux nouvelles exigences du *tout numérique* :

• 135 à 142 minutes de *vidéo* haute qualité enregistrée sur une même face d'un disque de diamètre 12 cm. La qualité vidéo doit être au moins égale à celle d'une vidéo analogique disponible sur un *Laserdisc*. Le flux binaire correspondant à l'information vidéo compressée MPEG-2 est fixé à 3,5 Mbits/s.

• Disposer de trois bandes audio correspondant à trois langues différentes, disposer en plus de quatre sous-titrages différents (une piste stéréo requiert un flux binaire de 0,192 Mbits/s, une ligne de sous-titre seulement 0,010 Mbits/s).

• Une ou plusieurs pistes *audio* codées *Dolby* AC-3 (une piste AC-3 requiert un flux binaire de 0,384Mbits/s).

• La possibilité de projeter le contenu vidéo au format 4/3 ou au format 16/9, de disposer d'un accès conditionnel à certaines fonctions ou films.

• Enfin, les lecteurs dédiés au nouveau standard SD/DVD doivent être complètement compatibles avec le standard CD-DA.

La figure 2.11 montre l'articulation des différents standards développés à partir du CD-audio. La majeure partie de la famille est développée à partir du mode 2. La vocation première de cet ensemble de produits les destine aux applications du domaine grand public. Cependant, la fiabilité et le coût du disque sont tels que des applications informatiques sont très largement développées.
Ce qui n'était encore fin 1996 qu'un projet, semble enfin donner le jour à un début de gamme de nouveaux produits. Le lecteur DVD-ROM est maintenant commercialisé. Le disque utilisé est de type simple face, simple couche. La capacité de ce disque est de 4,7 Go. Les lecteurs actuellement disponibles autorisent un taux de transfert des données de l'ordre de 1,380 Mo/s !

Autre élément de la famille, le SD-9, d'une capacité de 9 Go, est un disque à deux couches (sur une face) pouvant être lu par un double faisceau laser (deux niveaux de focalisation sont nécessaires). La couche intermédiaire est semi-transparente.
Troisième élément, le SD-10 est un disque double face (5 Go par face). Il lui est associé un dispositif de lecture comportant un bloc optique par face.
Enfin, le SD-18 est un disque double face, double couche. Il est alors nécessaire de mettre en œuvre deux blocs optiques double faisceaux pour réaliser une lecture complète. Ce support sera développé pour des applications de type haute définition. Les faisceaux laser sont à des fréquences plus élevées, dans le domaine du bleu.

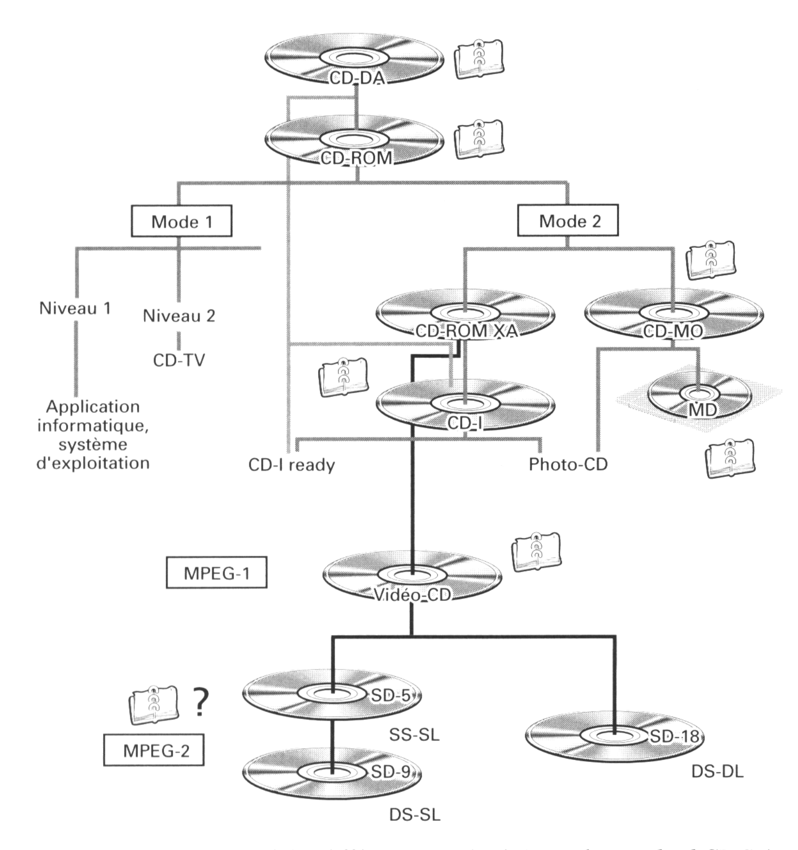


Fig. 2.11 : Récapitulatif des différents standards issus du standard CD-DA.

Le tableau suivant résume les caractéristiques des disques DVD susceptibles d'être développées dans un avenir plus ou moins proche.

Item	Caractéristiques	Lecture	Applications
SD-5	*single sided, single layer* simple face, simple couche.	un laser simple focalisation	enregistrement de films d'une durée maximale de 142 min (98 % des applications).
SD-9	*double sided, single layer* double face, simple couche.	un laser double focalisation	films très long métrage et applications CD-ROM multimédia.
SD-10	*single sided, dual layer* simple face, double couche.	deux lasers simple focalisation	
SD-18	*double sided, dual layer* double face, double couche.	deux lasers double focalisation	application TV-HD et applications multimédia futures.

Les appellations utilisées risquent de changer. DVD semble être le logo adopté actuellement. Il pourrait signifier *Digital Versatile Disc*.

CHAPITRE 3
LECTURE OPTIQUE

LE FAISCEAU LASER

LASER signifie : *Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation* soit en français : amplification de lumière par émission stimulée de rayonnement. Le laser fonctionne suivant un principe mis en évidence par A. Einstein en 1917. Dans le langage commun, le mot laser désigne un générateur de rayonnement lumineux mettant en œuvre l'effet laser.
Lors d'un rayonnement laser, le nombre des *photons* émis, ayant même direction (lumière polarisée) et même phase, est très supérieur à ce qui peut être obtenu lors d'une émission lumineuse spontanée.

Soit à considérer une source lumineuse, il est possible de la caractériser par une analyse spectrale du rayonnement lumineux émis. L'étude du spectre (fig. 3.1) détermine les fréquences (*raies de couleurs*) constituant le rayonnement. La composition du spectre lumineux dépend de la nature de la source de lumière. Par exemple, le spectre émis par une lampe à filament est caractérisé par une bande spectrale (fig. 3.1b). La lumière peut être décomposée, elle est dite polychromatique (la lumière émise est blanche dans le cas d'une lampe au krypton).

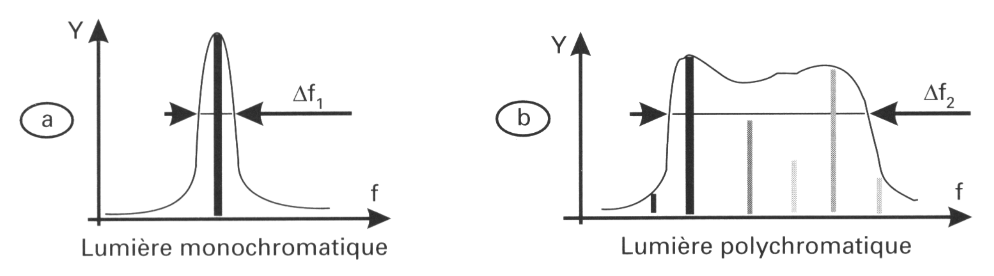


Fig. 3.1 : Spectre d'une émission lumineuse.

Le rayonnement lumineux émis par une source laser (fig. 3.1a) est caractérisé par une pureté spectrale importante (lumière monochromatique), Δf est la largeur de la raie spectrale émise : plus la largeur spectrale est faible, plus la durée de l'onde lumineuse émise est importante. La durée $\tau = 1/\Delta f$ mesure le *temps de cohérence.*

Dans le cas d'un rayonnement laser, la longueur du train d'onde émis (fig. 3.2) est très supérieure à la longueur d'onde du rayonnement lumineux émis par une

source ordinaire : la durée du train d'onde mesure le *temps de cohérence* du rayonnement. La lumière émise par une source laser est dite *lumière cohérente*.

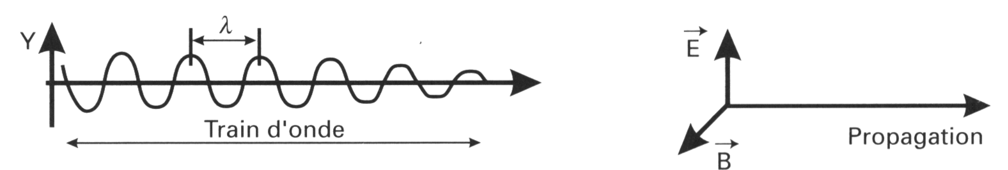


Fig. 3.2 : Représentation d'un train d'onde et propagation.

Soit *c* la vitesse de propagation de l'onde lumineuse dans le vide (c = 299 793 km/s, ou environ 3.10^8 m/s), la longueur de cohérence du rayonnement peut s'écrire $L = c.\tau$. D'autre part, la longueur d'onde λ est liée à la fréquence du rayonnement par la relation : $\lambda = c/f$.
Pour donner une image, si on considère que la longueur de cohérence des sources lumineuses ordinaires (lampe à incandescence, diode électroluminescente, etc.) n'atteint pas 1 mm, la longueur de cohérence (longueur d'un train d'onde) du rayonnement laser peut être de l'ordre de la centaine de mètres.

Le rayonnement laser peut être émis dans un *angle solide faible*. Une puissance lumineuse (même faible) concentrée dans un petit angle solide permet d'obtenir une *intensité lumineuse importante*. L'angle solide Ω (fig. 3.3) correspondant au cône de sommet *O* est mesuré par l'aire découpée par la surface conique sur une sphère de rayon 1. Si 2α est l'angle au sommet du cône de révolution, l'angle solide associé et exprimé en stéradian s'écrit :

$$\Omega = 2\pi\,(1 - \cos\alpha).$$

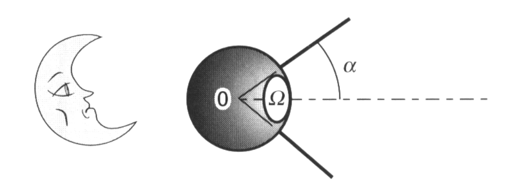


Fig. 3.3 : Angle solide et angle au sommet associé.

Le *flux énergétique* Φ transporté par un faisceau lumineux peut être exprimé en watts (W). L'intensité lumineuse *I* d'une source ponctuelle dans une direction déterminée est donnée par la relation : $I = \mathrm{d}\Phi/\mathrm{d}\Omega$. L'intensité lumineuse *I* s'exprime alors en watts par stéradian (W/sr).

Diode laser utilisée dans les lecteurs de type CD

Dans les lecteurs optiques de type CD, le faisceau lumineux est émis par une diode laser à semi-conducteur en arséniure de gallium. Le composant est réalisé autour d'une jonction P-N polarisée en direct et constituant une cavité résonante.

Le rendement des diodes laser actuellement utilisées est relativement faible. Le faisceau émis est divergent et elliptique. L'angle formé par les génératrices du faisceau varie de 30° à 60° environ. Il n'est donc pas directement utilisable : un ensemble de lentilles convergentes est nécessaire à l'obtention d'un spot, au point d'impact sur le disque, compatible avec les dimensions des pistes. Seul un rayonnement de type laser permet d'obtenir un spot de diamètre très inférieur à la dimension de la source : en théorie, le rayonnement de lumière cohérente permet une concentration superficielle telle que la dimension du spot peut être de l'ordre de quelques longueurs d'onde λ. La puissance émise par le laser est inférieure à 2,5 mW.

POUR L'EXEMPLE

Considérons un flux énergétique $\Phi = 1$ mW transporté par un faisceau émis dont l'angle au sommet est de $2\alpha = 60°$. Pour simplifier, on considère que l'intensité lumineuse est uniformément répartie dans le cône de lumière émis par la source laser.

Calcul de l'angle solide associé au cône de lumière à l'émission :

$$\Omega = 2\pi\,(1 - \cos\alpha)\,;$$

soit $$\Omega = 2\pi\,(1 - \cos 30°)\,;$$

$$\Omega = 0{,}84 \text{ sr.}$$

L'intensité lumineuse est alors de $I = \Phi/\Omega$ soit environ 1,2 mW/sr.

Considérons maintenant la même source laser mais dont l'angle au sommet du cône de lumière serait de 2°. L'angle solide associé devient :

$$\Omega = 2\pi\,(1 - \cos 1°)\,;$$

$$\Omega = 9{,}5.10^{-4} \text{ sr.}$$

L'intensité lumineuse devient $I = \Phi/\Omega$ soit environ 1 045 mW/sr.

Le courant consommé par le laser doit être de l'ordre de 50 à 60 mA lorsque la diode laser est neuve (fig. 3.4). Ce courant augmente lors du vieillissement de la diode laser et peut atteindre 100 mA : on peut alors considérer que la diode laser est épuisée, il faut procéder au remplacement du bloc optique (fig. 3.5).

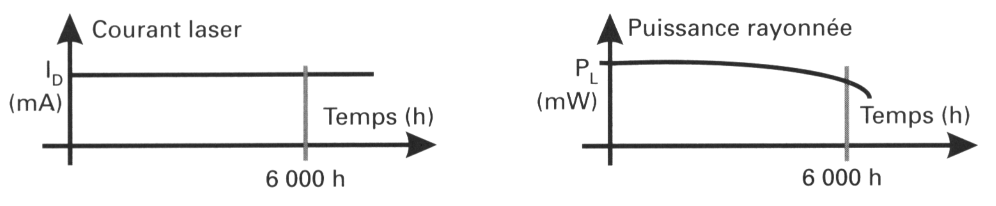


Fig. 3.4 : Diode laser alimentée à courant constant.

Il est nécessaire de contrôler en permanence la puissance rayonnée par la diode laser. La mesure de la puissance lumineuse émise est réalisée par une photodiode montée dans le boîtier de la diode laser (moniteur). Un circuit d'asservissement assure l'alimentation du laser.

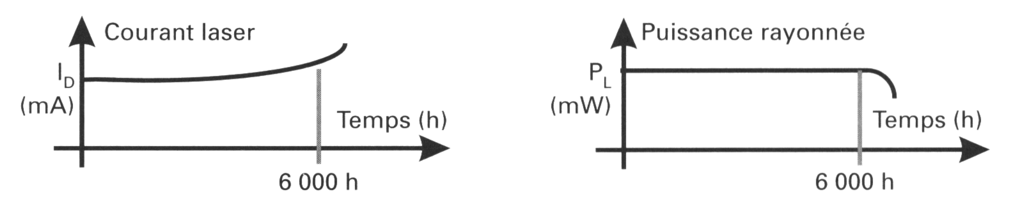


Fig. 3.5 : Alimentation de la diode laser asservie à la puissance rayonnée.

REMARQUE

La diode laser est un composant fragile et sensible aux charges électrostatiques !

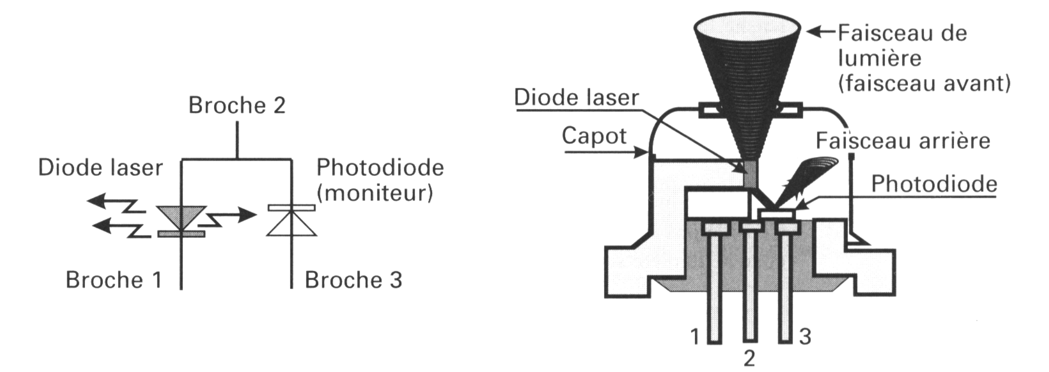


Fig. 3.6 : Diode laser et moniteur peuvent être montés dans le même boîtier.

Les dangers du laser

L'action d'un rayonnement laser sur la peau ou sur tout autre tissu organique vivant se traduit par un effet thermique qui peut être la cause de lésions.

L'œil est un système optique focalisant. Un rayon lumineux arrivant sur la cornée est focalisé par le cristallin sur la rétine : le point d'impact peut être soumis à une intensité d'énergie $I = d\Phi/d\Omega$ très grande quand il s'agit d'un rayon laser. Le risque de lésion est d'autant plus grand pour l'intervenant non averti que la longueur d'onde émise n'est pas dans le spectre visible : il n'y a plus de sensation d'éblouissement et donc absence de réflexe de défense par clignotement des paupières et détournement du regard.

Le domaine visible s'étend environ de 400 à 800 nm. Il y a un risque rétinien quand l'œil se trouve soumis à des rayonnements lumineux compris entre 400 et 1 400 nm.

La réglementation

La Commission Électrotechnique Internationale (C.E.I.) a publié en 1984, sous le numéro 825, des prescriptions de construction des lasers afin d'assurer la sécurité des utilisateurs. Dans ce but, les sources laser sont répertoriées en cinq classes :

• *Classe 1* : il s'agit de sources laser ne présentant pas de danger particulier, l'intensité lumineuse émise est trop faible pour entraîner des lésions, mêmes minimes.

• *Classe 2* : ces sources laser émettent un rayonnement visible et sont de puissance suffisamment faible pour que le réflexe palpébral protège l'œil. En aucun cas ces rayonnements n'entraînent des brûlures.

• *Classe 3A* : les rayonnements ont une puissance multipliée par 5 par rapport à ceux des sources laser de classe 2. Ces lasers rayonnent dans le domaine visible. L'œil est protégé par le réflexe palpébral sauf lorsque l'observation a lieu à travers un instrument d'optique.

• *Classe 3B* : les rayonnements sont dangereux pour l'œil lors d'une observation directe ; ils ne sont pas dangereux pour la peau.

• *Classe 4* : les rayonnements sont dangereux pour l'œil même après réflexion diffuse. Ils sont également dangereux pour la peau.

Caractéristiques des diodes laser utilisées dans les lecteurs type CD

Classe du laser	1
Longueur d'onde dans l'air	780 nm, visible, rouge
Puissance maximale	5 mW
Courant consommé en fonctionnement normal	50 à 60 mA
Courant consommé par une diode laser usée	100 mA
Durée de vie	6 000 heures (environ)
Puissance du rayon laser mesurée à 20 cm	< 50 µW

Notions d'optique géométrique

Propagation de la lumière

Un rayon lumineux est une trajectoire suivant laquelle se propage l'énergie électromagnétique constituant la lumière. Le rayon lumineux matérialise la direction de propagation. Un objet, une source lumineuse ne sont visibles que si l'œil (ou tout autre récepteur optique) en reçoit de la lumière.

La lumière se propage dans le vide et dans les milieux transparents. Quand le milieu de propagation est homogène et lorsque la vitesse de propagation est

constante et indépendante de la direction de propagation, le *milieu* est dit *isotrope*. La lumière provenant d'un point lumineux se propage selon des lignes droites. C'est le principe de la propagation rectiligne de la lumière.
La vitesse de propagation de la lumière dans le vide est appelée *célérité de la lumière*. On considère que la vitesse de propagation dans l'air est peu différente de la célérité de la lumière (vitesse de propagation dans le vide).

Dans les cas simples (fig. 3.7), un faisceau de lumière peut être conique divergent, conique convergent ou cylindrique.

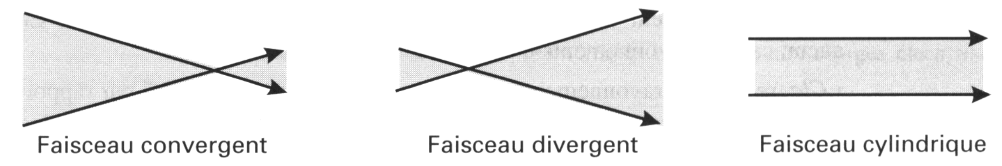


Fig. 3.7 : Faisceaux lumineux convergent, divergent et cylindrique.

Lois de la réflexion de la lumière

Lorsqu'un rayon lumineux est coupé par une surface réfléchissante plane ou miroir plan (fig. 3.8), le rayon issu du rayon incident donne une image virtuelle de l'objet réel placé à l'origine du rayon incident.

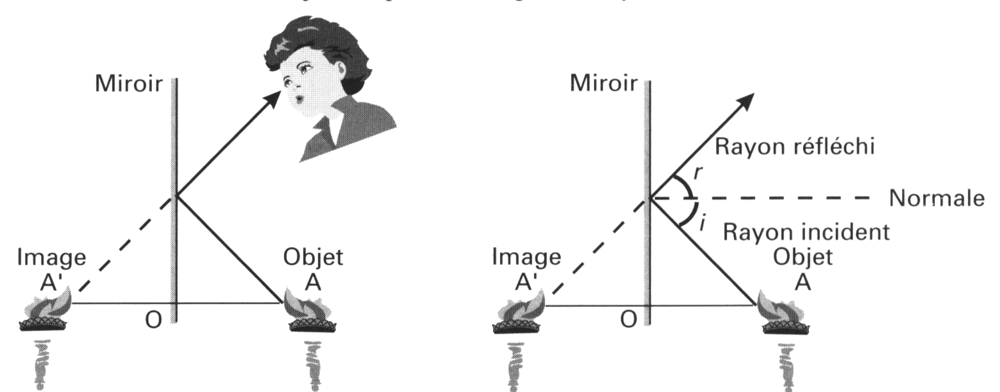


Fig. 3.8 : Le miroir et la réflexion de la lumière.

1re loi de Descartes : *le rayon réfléchi est dans le plan d'incidence.*
2e loi de Descartes : *l'angle de réflexion* r *est égal à l'angle d'incidence* i, *ces angles étant mesurés par rapport à la normale à la surface réfléchissante.*

REMARQUE

L'expérience montre que le chemin suivi par le rayon lumineux ne dépend pas du sens de propagation de la lumière : c'est le principe du retour inverse de la lumière.

Réflexion et réfraction d'un rayon lumineux

Considérons le passage d'un rayon de soleil au travers d'une vitre. La lumière se propage successivement dans l'air, dans le verre puis à nouveau dans l'air. La lame de verre constituant la vitre n'a pas les mêmes caractéristiques optiques que l'air ; la nature du milieu de propagation change quand le rayon lumineux passe de l'air dans le verre.
La surface (plane) de séparation des milieux de propagation est appelée *dioptre* (plan). Dans certaines conditions, au contact du dioptre, le rayon incident produit un rayon réfléchi et un rayon réfracté. Le rayon incident, le rayon réfléchi et le rayon réfracté sont dans le plan d'incidence, normal à la surface.

Indice de réfraction (loi de Snell) : le sinus de l'angle du rayon réfracté par rapport à la normale est une fonction affine du sinus de l'angle du rayon incident :

$$n_1 \sin i_1 = n_2 \sin i_2 \,.$$

Dans cette relation, l'indice 1 représente le milieu incident (n_1 = indice du milieu incident, i_1 = angle d'incidence du rayon lumineux) alors que l'indice 2 identifie les grandeurs dans le milieu de sortie du rayon lumineux.

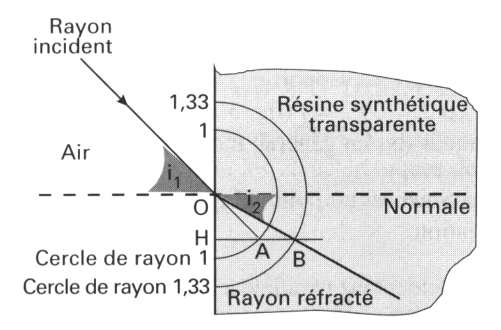


Fig. 3.9 : Construction du rayon réfracté.

La figure 3.9 montre la construction du rayon réfracté lors du passage de la lumière d'un milieu moins réfringent (air) vers un milieu plus réfringent (résine synthétique transparente). La construction géométrique vérifie la loi de Snell :

$$\sin i_1 = 1{,}33 \sin i_2 \,.$$

• Le rayon réfracté se rapproche de la normale quand la lumière passe d'un milieu moins réfringent dans un milieu plus réfringent (et réciproquement !).

• Ces résultats sont applicables à la construction du rayon laser sur le disque. L'indice de réfraction de la couche transparente du disque est de 1,5.

Les lentilles convergentes

La lentille montée sur l'actuateur de focalisation est une lentille sphérique convergente. La lentille est constituée d'un milieu transparent isotrope d'indice n limité par deux surfaces sphériques (fig. 3.10a). Les lentilles convergentes sont à *bords minces*. Un rayon incident subit deux réfractions lors de la traversée de la lentille.

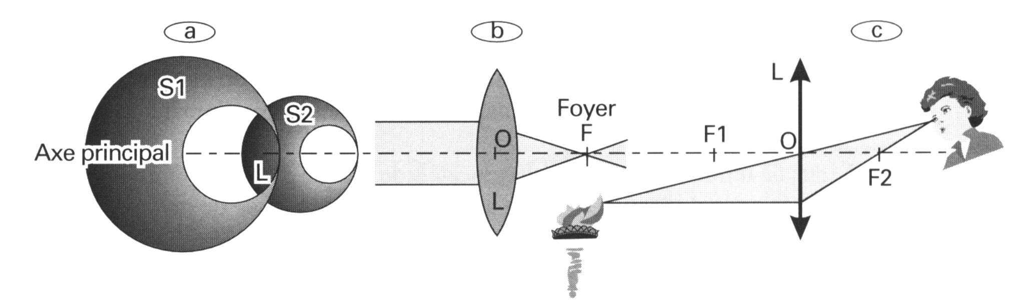


Fig. 3.10 : Éléments caractéristiques des lentilles convergentes.

Les lentilles minces (l'épaisseur de la lentille est faible comparée aux rayons de courbure des deux faces) convergentes possèdent deux *foyers* principaux $F1$ et $F2$ symétriques par rapport au *centre optique O*. On appelle *distance focale* la distance $OF1 = OF2 = f$ (fig. 3.10c), les indices des milieux objet et image étant identiques (air en général, indice $n \approx 1$).

Le centre optique est un point tel que tout rayon passant par ce point ne subit pas de déviation.

Si un rayon incident est parallèle à l'axe principal de la lentille, le rayon émergent passe par le foyer image $F2$ (fig. 3.10c). Si un rayon incident passe par le foyer objet $F1$, le rayon émergent est parallèle à l'axe principal de la lentille.

Quand elle est placée dans l'air (indice 1), la *convergence d'une lentille* est mesurée par $C = 1/f$ exprimé en *dioptries* quand la distance focale f est en mètres. Quand deux lentilles minces convergentes sont accolées, la convergence équivalente est la somme des convergences de chacune des lentilles.

REMARQUE

Pour caractériser une lentille divergente, la convergence est notée négativement.

Le point de focalisation est le point de passage de tous les rayons lumineux constituant le faisceau lumineux incident (fig. 3.11).
Quand le faisceau incident est cylindrique, le point image (ou point de focalisation) est dans le plan du foyer image (encore appelé plan focal image). Sur la figure 3.11a, le faisceau lumineux est parallèle à l'axe principal et dans l'axe de la lentille. Le faisceau est focalisé au foyer principal F.

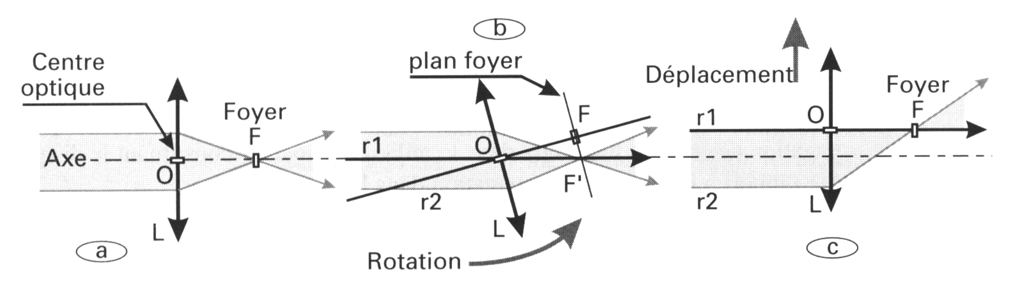


Fig. 3.11 : Conséquences du déplacement d'une lentille convergente.

Quand le plan de la lentille tourne d'un certain angle (fig. 3.11b), le rayon r_1 passant par le centre optique *O* n'est toujours pas dévié. Le faisceau est focalisé en *F'*. *F* est le foyer principal image alors que *F'* est un foyer secondaire image situé dans le plan foyer (plan parallèle au plan de la lentille). Le point de focalisation est dans l'axe du faisceau.
Un déplacement transversal de la lentille (fig. 3.11c) se traduit par un déplacement du point de focalisation du faisceau.

LE *COMPACT DISC* CD OU DISQUE COMPACT

Les caractéristiques des disques CD-DA (*Compact Disc - Digital Audio*) déterminent en grande partie les caractéristiques de la gamme CD. La figure 3.12 rappelle les principales caractéristiques mécaniques du disque de 120 mm de diamètre.

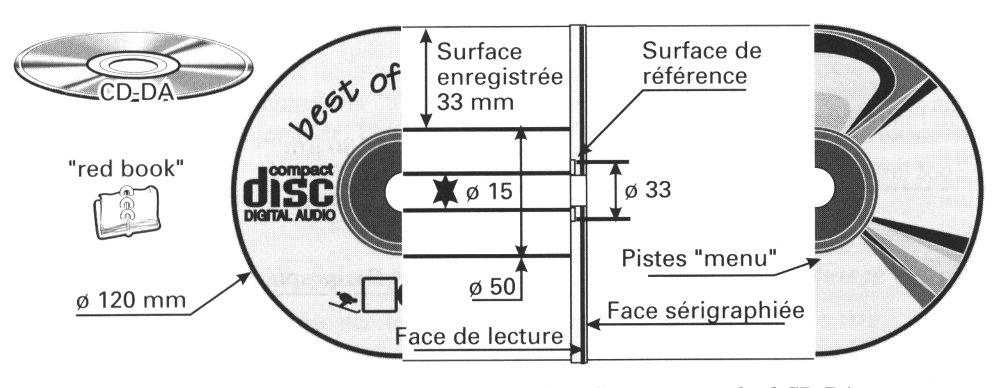


Fig. 3.12 : Caractéristiques mécaniques d'un disque au standard CD-DA.

L'épaisseur du disque est de 1,2 mm. La surface notée *surface de référence* (*clamping area*) est en appui sur le plateau du moteur disque quand le disque est correctement positionné dans le lecteur. La distance de cette surface de référence par rapport à la surface de la couche réfléchissante en aluminium (pour un CD-DA) est importante dans l'établissement du chemin optique.

La surface réfléchissante peut être dorée (CD-vidéo) ou de couleur verte quand il s'agit d'un PHOTO-CD enregistrable.
La surface transparente du disque est en matière plastique d'indice de réfraction $n = 1,5$. On rappelle que l'indice de réfraction mesure la vitesse de propagation des rayons lumineux dans le milieu transparent constituant le disque par rapport à la vitesse de propagation dans l'air.

NOTE

La vitesse linéaire de lecture est constante ce qui signifie que la *vitesse angulaire varie en fonction de la position de lecture par rapport au centre*. On rappelle que la vitesse de lecture est de l'ordre de 1,2 à 1,4 m/s.

La face sérigraphiée est la *face fragile* du disque compact : étant donnée la faible épaisseur de la couche de matière (résine synthétique transparente) protégeant la surface réfléchissant le faisceau laser, une rayure peut endommager cette surface réfléchissante en aluminium de très faible épaisseur et rendre inutilisable le disque compact. La surface de protection a une épaisseur de 30 µm.

L'ENSEMBLE DISQUE-LASER ET LE CHEMIN OPTIQUE

Mise en situation

Le pas de la spirale constituant la piste est d'environ 1,6 µm. Il peut être plus important quand on diminue la durée de l'enregistrement. La largeur de la micro-bosse ou *pit* est de l'ordre de 0,4 µm (fig. 3.13). On considère que la focalisation est réussie quand le diamètre du spot sur le disque est inférieur à 1,7 µm ce qui autorise une erreur de positionnement du bloc optique de ± 2 µm par rapport à la surface réfléchissante du disque.

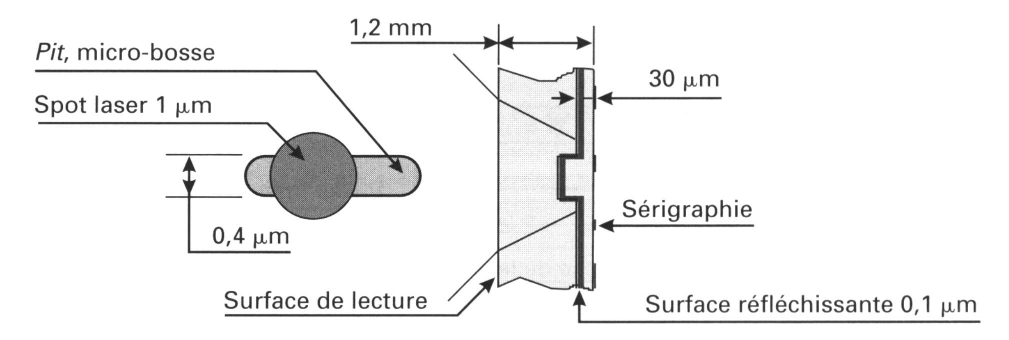


Fig. 3.13 : Dimensions des éléments de la piste et du spot laser.

Pour pouvoir lire l'impression déposée sur le disque, il est nécessaire de réussir et de maintenir la focalisation. Pour cela, le bloc optique est équipé d'une lentille de focalisation montée sur un dispositif mobile dont la position est asservie. Cet ensemble est appelé *actuateur de focalisation*.

Quand la focalisation est réussie, on dit que le *chemin optique* est établi. L'établissement du *chemin optique* (fig. 3.14) est lié :

– à l'allumage du laser : c'est le début du chemin optique,
– à la qualité et au bon positionnement des systèmes optiques fixes,
– à l'actuateur et à son fonctionnement en recherche de focalisation,
– à la qualité et la position de la surface réfléchissante du CD par rapport au bloc optique,
– à la qualité et la position du miroir semi-transparent interne au bloc optique,
– au bon fonctionnement des photodiodes : c'est la fin du chemin optique.

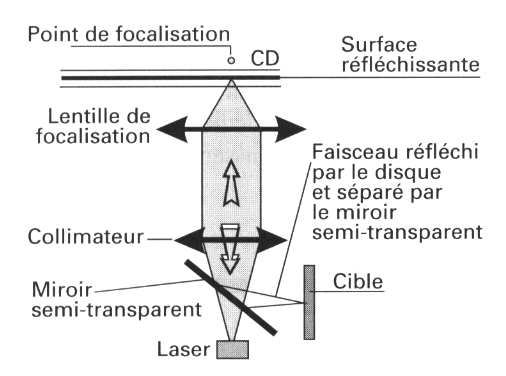


Fig. 3.14 : Représentation des éléments du chemin optique.

L'électronique associée aux photodiodes rend compte de l'établissement du chemin optique. L'intensité du faisceau résultant, appliquée sur les photodiodes de lecture, dépend :

– de l'intensité du faisceau incident,
– de la qualité de la focalisation sur la surface du disque,
– de la qualité de la métallisation du disque,
– du contenu de l'information enregistrée (forme des micro-bosses, fréquence),
– du suivi de piste.

Flux énergétique Φ du faisceau réfléchi en absence de micro-bosse ou pit

On peut représenter le faisceau incident par un ensemble de trains d'onde ayant même phase (fig. 3.15). La surface réfléchissante étant plane, aucune différence de phase φ n'est introduite entre les trains d'onde constituant le faisceau réfléchi : *le flux Φ du faisceau réfléchi est maximal et ne dépend que de la qualité de réflexion du miroir* (le coefficient de réflexion dépend de l'épaisseur, de l'homogénéité de la couche métallique constituant le miroir) constituée par la couche d'aluminium quand il s'agit d'un CD-DA.

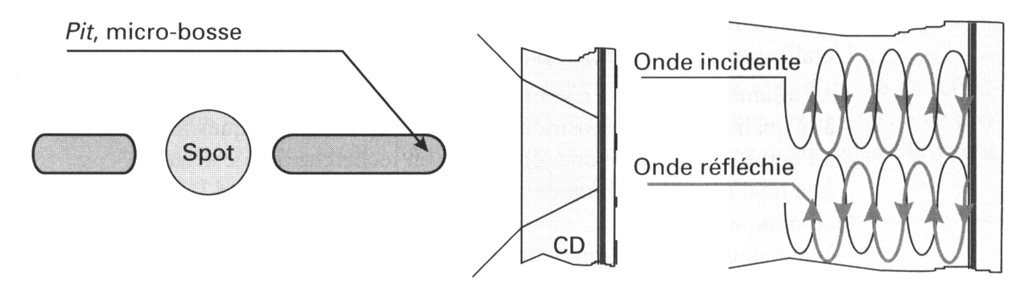


Fig. 3.15 : Phases de l'onde incidente et de l'onde réfléchie en absence de micro-bosse.

Intensité I *et luminance* Yr *du faisceau réfléchi en absence d'un* pit

La figure 3.16 montre les positions relatives des rayons incidents et réfléchis en fonction de la distance de la lentille convergente montée sur l'actuateur de focalisation et la surface réfléchissante du disque.

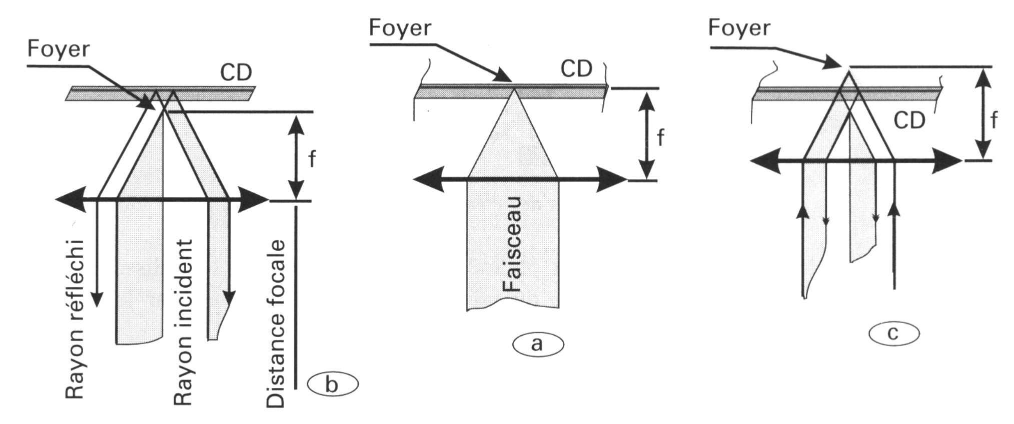


Fig. 3.16 : Conséquences d'un déplacement de la lentille de focalisation.

• *Figure 3.16a* : la surface réfléchissante du disque est dans le plan du foyer image de la lentille convergente. Le faisceau converge au foyer. Les rayons réfléchis suivent des chemins identiques aux rayons incidents.

Si, dans un but de simplification, on considère que le flux réfléchi est identique au flux incident (le facteur de réflexion du disque est égal à 1), l'intensité lumineuse caractéristique du faisceau réfléchi est identique à l'intensité lumineuse caractéristique du faisceau incident. La section droite des faisceaux réfléchi et incident est identique.

La luminance du faisceau réfléchi est égale à la luminance du faisceau incident, soit :

$$Y = I/S$$

(S étant la section droite du faisceau et I étant supposé constant sur toute la surface S).

La luminance Yr du faisceau réfléchi est égale à la luminance Yi du faisceau incident quand la focalisation est réussie.

• *Figure 3.16b* : lorsque le disque est au-dessus du point de focalisation, les rayons réfléchis ne suivent plus les mêmes chemins que les rayons incidents. En particulier, le diamètre $\varnothing r$ du faisceau réfléchi est supérieur au diamètre $\varnothing i$ du faisceau incident : la section droite du faisceau réfléchi est d'autant plus grande que le disque est loin du foyer image de la lentille.

La luminance Yr du faisceau réfléchi est d'autant plus faible que le disque est loin du point de focalisation.

• *Figure 3.16c* : l'analyse montre que lorsque le disque est placé à une distance inférieure à la distance focale de la lentille (trop proche du disque par exemple), le section droite du faisceau réfléchi est plus faible que la section droite du faisceau incident.

La luminance Yr du faisceau réfléchi est supérieure à la luminance Yi du faisceau incident quand le disque est à une distance inférieure à la distance focale de la lentille.

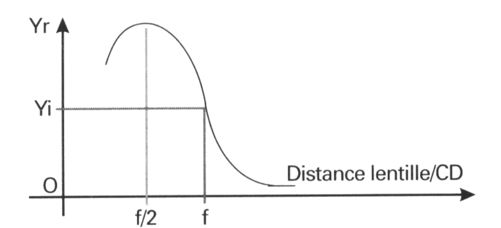


Fig. 3.17 : Variation de la luminance du faisceau réfléchi en fonction de la position du point de focalisation.

La figure 3.17 représente les variations de luminance *Yr* du faisceau réfléchi en fonction de la distance du disque par rapport à la lentille de focalisation montée sur l'actuateur.

La luminance *Y* mesure le flux Φ par unité d'angle solide Ω et par unité de surface projetante (section droite) S :

$$Y = dI/dS \Rightarrow Y = d^2\Phi/d\Omega dS$$

Flux ΦR *du faisceau réfléchi en présence d'une micro-bosse ou* pit

Le faisceau incident est représenté par un ensemble de trains d'onde ayant même phase. La surface réfléchissante n'est pas plane, une différence de phase φ est introduite entre les trains d'onde constituant le faisceau réfléchi (fig. 3.18) : compte tenu de l'épaisseur du *pit* qui est de l'ordre d'un quart de longueur d'onde ($\lambda/4$), les trains d'onde (2) se réfléchissant sur le *pit* sont en avance de $\lambda/2$ par rapport aux trains d'onde se réfléchissant en absence d'enregistrement.

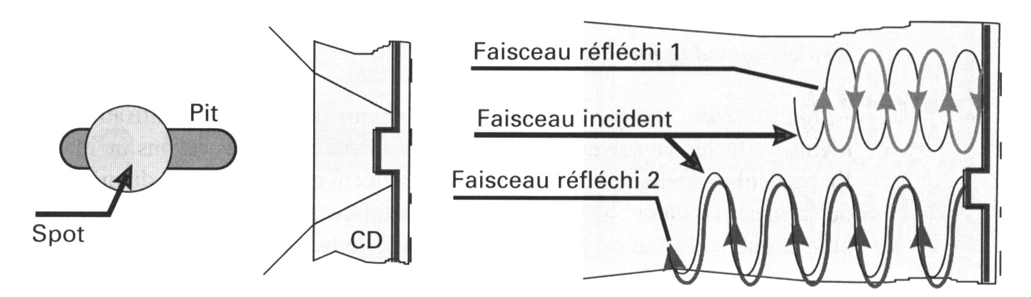


Fig. 3.18 : Phases de l'onde incidente et de l'onde réfléchie en présence d'une micro-bosse.

Dans un souci de simplification, on considère que la luminance Y est constante sur toute la surface du spot. On considère aussi que le facteur de réflexion du flux lumineux sur la surface du disque est égal à 1. Considérons les figures 3.19A, B et C. Évaluons les flux Φ_A, Φ_B, Φ_C dans chaque cas.

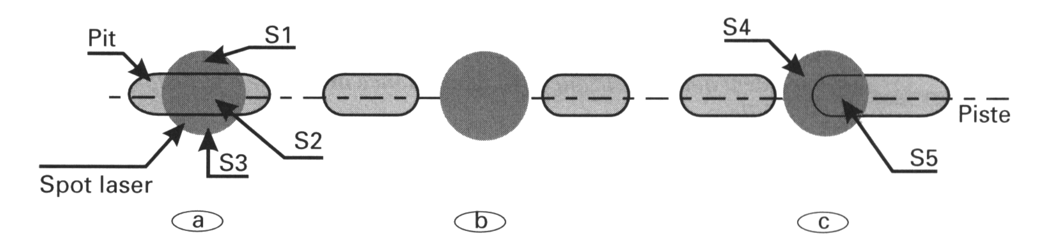


Fig. 3.19 : Surface du spot comparée à la surface du **pit***, en lecture d'une piste.*

• *Figure 3.19a* : compte tenu des dimensions du *pit* et du spot laser, on peut calculer les surfaces $S_1 + S_3$ et S_2. On vérifie que $(S_1 + S_3)$ est pratiquement égale à S_2. Le flux lumineux Φ_{1+3} a même amplitude que le flux lumineux Φ_2 mais compte tenu de la différence de chemin optique de $\lambda/2$, on note $\Phi_{1+3} = -\Phi_2$.
On en déduit le flux du faisceau réfléchi : $\Phi_A = \Phi_{1+3} + \Phi_2 = 0$; *le flux Φ_A du faisceau réfléchi est minimal.*
• *Figure 3.19b* : la situation est celle du paragraphe précédent. *La luminance Yr du faisceau réfléchi est égale à la luminance Yi du faisceau incident quand la focalisation est réussie. Le flux Φ_B est maximal.*
• *Figure 3.19c* : en reprenant l'analyse conduite lors de l'étude de la figure 3.19a, on en déduit que le flux caractéristique du faisceau réfléchi s'écrit : $\Phi_C = \Phi_4 + \Phi_5$ sachant que si $\Phi_4 > 0$ alors $\Phi_5 < 0$. *Le flux Φ_C prend une valeur intermédiaire à Φ_A et Φ_B.*

Conclusion : variation du flux lumineux réfléchi lors de la lecture d'une spire

Pour lire convenablement la piste, après avoir établi le chemin optique (allumage du laser, focalisation, etc.), il faut être capable de *suivre la piste* : c'est le rôle des éléments de la boucle d'asservissement de suivi de piste ou *tracking* (fig. 3.20).

Enfin, il faut *assurer un débit correcte des informations enregistrées* sur le disque (débit trame) : cette fonction est en partie assurée par le contrôle de fonctionnement du moteur disque.

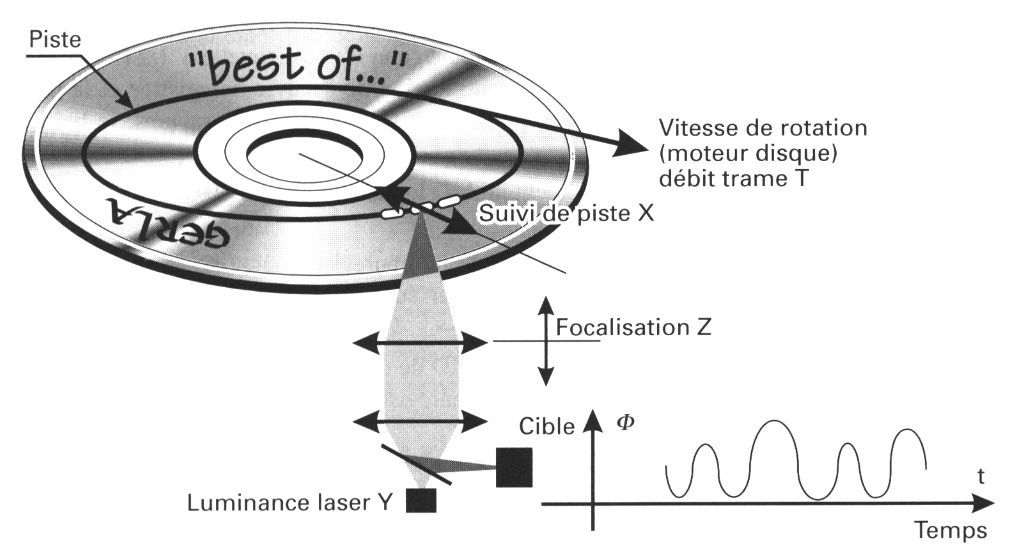


Fig. 3.20 : Laser et critères de positionnement du bloc optique par rapport au disque.

L'ensemble disque - laser en fonctionnement est caractérisé par une bande passante déterminée en partie par la dimension du spot laser et la vitesse linéaire de lecture du disque. Les fréquences les plus basses sont obtenues lors de la lecture d'un *pit long* (3,3 µm) précédé ou suivi d'une surface non enregistrée longue (3,3 µm) : le flux Φ varie selon une pseudo-période *T*. À cette période correspond une *fréquence basse de 196 kHz.*
La longueur la plus faible d'un *pit* et la distance entre deux gravures peuvent être de 0,9 µm : le flux lumineux réfléchi Φ varie alors selon une pseudo-période plus courte à laquelle correspond une *fréquence haute de 720 kHz* (standard CD-DA).

REMARQUE

Dans ces conditions (lecture d'un intervalle de 0,9 µm, inférieur au diamètre du spot laser (1 µm), le flux réfléchi n'est plus maximal, l'amplitude de la variation du flux diminue quand la fréquence augmente.

Lors de la lecture, le passage sur le front d'un *pit* se traduit par une variation du flux lumineux réfléchi Φ : en entrée du *pit*, la valeur instantanée du flux du faisceau réfléchi diminue alors qu'elle augmente en sortie de lecture du *pit*. Ces variations de flux représentent la valeur binaire 1.
À l'absence de *pit* et à la lecture du *pit* correspondent la valeur binaire 0.

Le *Mini Disc* MD

Il existe deux types de MD. *Le MD préenregistré est à haut pouvoir réfléchissant* (les caractéristiques optiques sont semblables à celles d'un CD-DA) alors que *le MD magnéto-optique enregistrable est à faible réflexivité*. Le *Mini Disc* est monté dans un boîtier plat rappelant celui d'une disquette 3"1/2 (fig. 3.21). Outre les éléments assurant l'identification de l'œuvre enregistrée et la protection du disque contre les poussières, les chocs ou les rayures, le boîtier comporte :

• Des points de positionnement du MD lors de la mise en place dans le lecteur (*positioning hole*).

• Un dispositif permettant ou interdisant l'enregistrement (*write protector*). Ce dispositif est accessible à l'utilisateur sur le MD enregistrable (*recordable MD*).

• Un trou permettant au lecteur de MD de déterminer s'il s'agit d'un disque à haute réflexion de lumière (MD préenregistré ou *premastered MD*).

Il est facile de différencier un MD préenregistré d'un MD magnéto-optique enregistrable : pour l'enregistrement, il est nécessaire de prévoir une fenêtre d'accès (*shutter*) sur chacune des deux faces du disque magnéto-optique

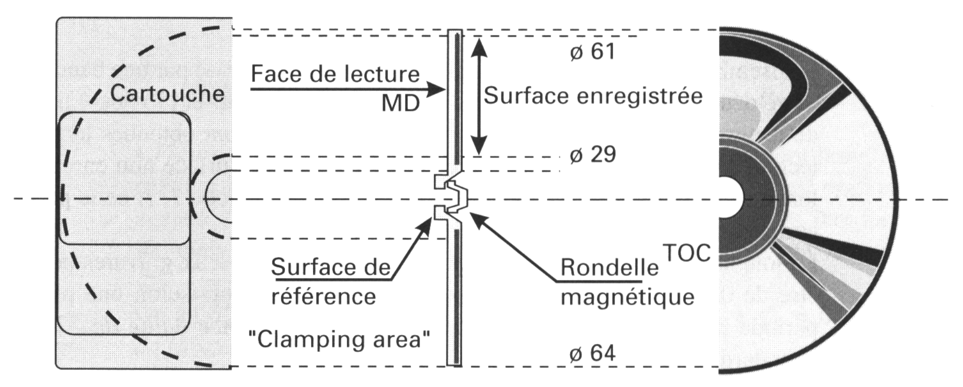


Fig. 3.21 : Caractéristiques mécaniques du **Mini Disc.**

L'épaisseur du disque est de 1,2 mm. La surface notée surface de référence (ou *clamping area*) est en appui sur le plateau du moteur disque quand le disque est correctement positionné dans le lecteur. La distance de cette surface de référence par rapport à la surface de la couche réfléchissante en aluminium est importante pour permettre l'établissement du chemin optique.

Le centrage du disque est assuré par la rondelle métallique placée, solidaire au centre du disque. Cette rondelle est magnétisée (champ magnétique rémanent) pour permettre l'entraînement du disque, celui-ci n'étant maintenu que par un flasque inférieur.

La lecture se fait en partant du centre du disque. La vitesse linéaire est constante ce qui signifie que la *vitesse angulaire varie en fonction de la position de lecture par rapport au centre.* On rappelle que la vitesse de lecture est de l'ordre de 1,2 à 1,4 m/s. On rappelle aussi que la lecture du MD est discontinue : pendant les temps d'acquisition (t_a), le débit est identique à celui d'un CD-DA soit 1,4Mb/s.

Organisation du MD préenregistré

Les pistes au centre du disque (fig. 3.22, *repère a*) constituent *la plage de début d'enregistrement* appelée *Lead in* où est enregistré le TOC (*Table Of Contents*).

Une *plage de fin d'enregistrement* est placée vers l'extérieur de la partie enregistrée (fig. 3.22, *repère c*) : elle est appelée *Lead out*.

La plage centrale (fig. 3.22, *repère b*) est la plus importante en surface et comporte les enregistrements audio. La gravure du disque est réalisée selon un procédé semblable à la gravure d'un CD-DA. Après codage EFM des données binaires organisées en secteur, les *pits* sont imprimés sur le disque. La dimension de chaque *pit* est fixée selon des règles comparables à celles établies pour l'impression d'un disque au standard CD-DA. Lors de la lecture, le passage du spot sur le front d'un *pit* se traduit par une variation du flux lumineux réfléchi Φ.

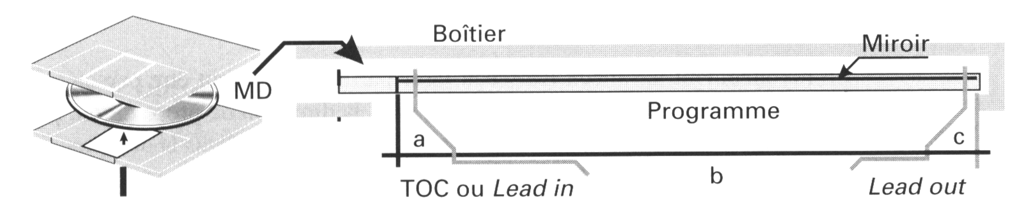


Fig. 3.22 : Gros plan sur l'organisation des données enregistrées sur le **Mini Disc.**

Organisation du MD magnéto-optique enregistrable

Les pistes au centre du disque (fig. 3.23) constituant *la plage de début d'enregistrement* appelée *Lead in* sont dans une zone gravée (constituée de *pits*) non enregistrable par l'utilisateur. Cette zone contient des informations de service et, par exemple, les octets permettant l'identification du disque, le type de disque, sa réflexivité, etc. La lecture de cette zone est nécessaire au fonctionnement du lecteur.

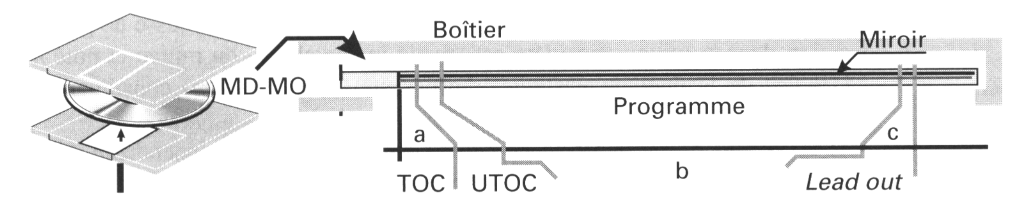


Fig. 3.23 : Gros plan sur l'organisation des données enregistrées sur le **Mini Disc** *magnéto-optique.*

Les autres zones du disque sont enregistrables. La partie la plus proche du *Lead in* contient la table des matières (ou Menu) établie en fonction des enregistrements réalisés par l'utilisateur (UTOC = *User Table Of Contents*). Les données UTOC sont modifiées lors d'un nouvel enregistrement ou lors de l'effacement d'une séquence audio.

LECTURE D'UN *MINI DISC* PRÉENREGISTRÉ (MD)

Les caractéristiques de la surface réfléchissante du MD sont en tout point comparables à celles de la surface d'un disque au standard CD-DA. Les caractéristiques du laser utilisé sont identiques à celui utilisé pour la lecture d'un CD.

Classe de la source laser	1
Flux énergétique émis par le laser lors de la lecture	0,5 mW
Longueur d'onde λ du rayonnement laser dans l'air	780 nm, visible, rouge
Lecture type	Variation de flux lumineux Φ réfléchi

ENREGISTREMENT D'UN *MINI DISC* MAGNÉTO-OPTIQUE (MD-MO)

Lumière polarisée

Un rayonnement lumineux (faisceau laser par exemple) peut être caractérisé par une onde électromagnétique définie, dans la direction de propagation, par un champ électrique E associé à un champ magnétique B. Dans la direction de propagation, si l'orientation du vecteur champ électrique est conservée et invariante, l'onde est dite polarisée linéairement (fig. 3.24).

La propagation d'une onde lumineuse dépend de la nature du milieu dans laquelle elle se propage. En particulier, la vitesse de propagation dépend de la nature du milieu mesuré par son indice n :

• La vitesse de propagation dans l'air est peu différente de la vitesse de propagation dans le vide $C = 2{,}9979.10^8\ m/s$ soit environ *300 000 km/s*.

• La vitesse de propagation de la lumière dans un milieu transparent est inférieure à C (propagation dans la matière transparente du disque par exemple). Le rapport entre la vitesse de propagation dans le vide et la vitesse de propagation dans le milieu considéré est appelé indice absolu du milieu et noté n. L'indice de la matière plastique transparente (polycarbonate) constituant le disque a un indice de l'ordre de $n = 1{,}5$.
Si la vitesse de propagation de l'onde est constante et indépendante de la direction de propagation, le milieu de propagation est dit *isotrope* (*isos* = même ; *tropos* = direction). Le polycarbonate constituant la partie transparente du disque est un milieu isotrope.

Si la vitesse de propagation de l'onde est variable selon la direction de propagation considérée, le milieu est dit *anisotrope*.
Certaines substances anisotropes absorbent plus ou moins les ondes selon la direction du champ électrique de l'onde incidente. Cette propriété particulière (appelée dichroïsme) permet de polariser linéairement une onde incidente quelconque (fig. 3.24).

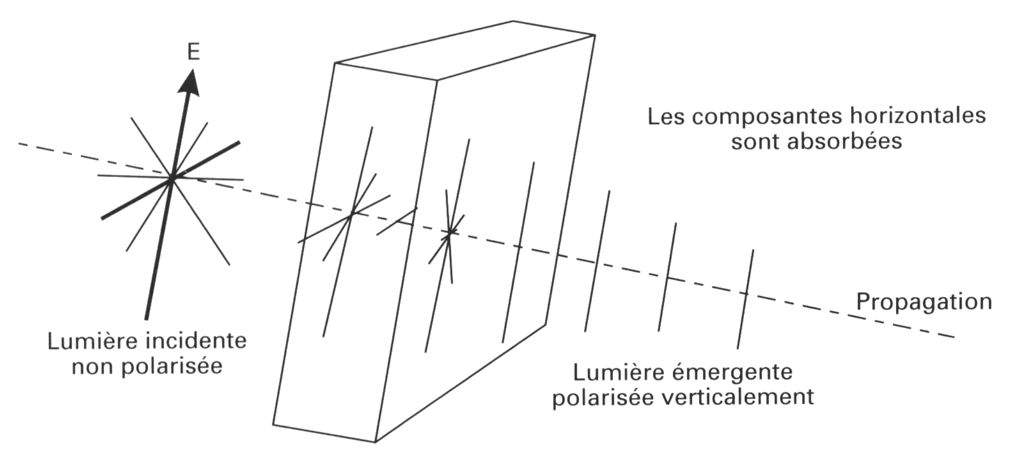


Fig. 3.24 : Polarisation verticale d'un rayonnement lumineux.

Activité optique

Les champs électrique et magnétique caractéristiques de l'onde lumineuse forment un trièdre trirectangle (fig. 3.25) avec la direction de propagation.

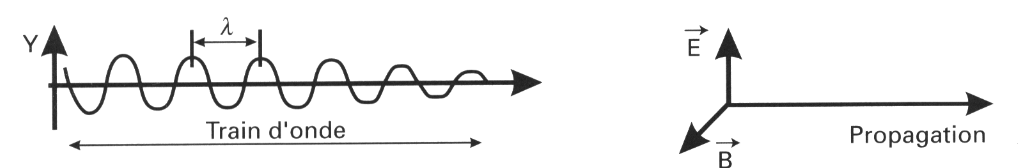


Fig. 3.25 : Propagation de l'onde émise par le laser.

Certaines substances sont dites optiquement actives quand il se produit une *rotation du plan de polarisation* (vertical sur la figure 3.25) *lorsque l'onde traverse* la-dite substance. Du point de vue de l'observateur, la rotation peut se produire vers la droite (dextrogyre) ou vers la gauche (levogyre).
L'activité optique est liée à un arrangement particulier des atomes et des molécules constituant la substance traversée par l'onde lumineuse. L'activité optique disparaît lorsque les molécules sont orientées au hasard. L'activité optique peut être liée à un comportement anisotrope du milieu de propagation. Une couche fine d'un alliage de terbium-ferrite-cobalt placée entre deux couches diélectriques présente une activité optique rémanente quand les molécules constituant l'alliage sont correctement orientées.

Préparation du disque MD-MO

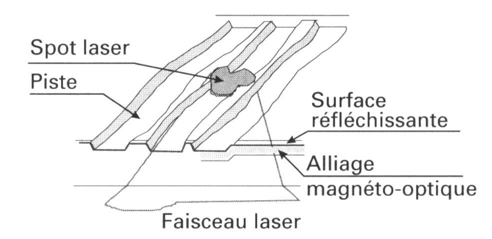


Fig. 3.26 : Représentation du sillon prégravé à la surface d'un disque MD-MO.

Il est nécessaire de préimprimer une spire (sillon prégravé ou *wobbing pre groove*) sur la surface enregistrable du disque (fig. 3.26). Cette spire, au pas de 1,6 µm, est destinée à guider l'ensemble tête d'enregistrement-laser. Un asservissement radial ou *tracking* permet de réaliser le suivi de piste.

D'autre part, en enregistrement, il faut être capable de déterminer l'emplacement libre afin de ne pas détruire un enregistrement effectué antérieurement et que l'on souhaite conserver. Le sillon prégravé comporte des informations (adresses) ADIP (*ADress In Pre groove*) : la position du sillon prégravé oscille autour de la position théorique de la spire. L'oscillation du sillon prégravé a une *fréquence de fs/2 = 22,05 kHz modulée en fréquence* par les informations d'adresse.
Enfin, la vitesse de défilement du sillon prégravé doit être constante, de l'ordre 1,2 m/s à 1,4 m/s. La vitesse de rotation du disque est asservie par les informations ADIP.

Les adresses prégravées sur les sillons sont identiques pour tous les MD-MO. La gestion des adresses et l'organisation en fichier des données enregistrées *rappellent l'organisation des disquettes informatiques.* Les adresses d'un enregistrement audio réalisé par l'utilisateur sont stockées dans la zone UTOC (*User Table Of Contents*).

Principe de l'enregistrement sur disque MD-MO

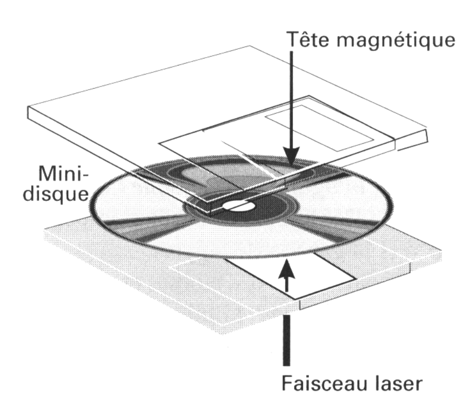


Fig. 3.27 : Positions relatives de la tête magnétique et du faisceau laser lors de l'enregistrement sur MD-MO.

L'enregistrement est réalisé dans la couche magnéto-optique de terbium-ferrite-cobalt. Il faut être capable d'orienter correctement les molécules constituant l'alliage de façon à ce qu'il conserve une activité optique rémanente après enregistrement des données numériques.

Pour cela, on utilise le rayon laser pour chauffer localement la couche magnéto-optique (fig. 3.27) : la *puissance du laser* doit être de l'ordre de *5 mW*, ce qui est très supérieur à la puissance utilisée en lecture d'un disque préenregistré (que ce soit un CD ou un MD). La température au point

chauffé est de l'ordre de 180° C : c'est la température à laquelle l'alliage terbium-ferrite-cobalt devient paramagnétique (*point de Curie*).

Une tête magnétique d'enregistrement placée en vis-à-vis de l'autre côté du disque permet de modifier l'orientation moléculaire au rythme des données numériques à enregistrer.

L'alliage acquière et conserve les propriétés d'un corps anisotrope quand il est traversé par un rayonnement lumineux

LECTURE D'UN MD MAGNÉTO-OPTIQUE (MD-MO)

Après établissement du chemin optique, des asservissements de *tracking* et de la vitesse de rotation du disque, les informations lues sur le MD-MO sont sous forme de variation du plan de polarisation du faisceau laser réfléchi, cette variation de polarisation étant due à l'activité optique rémanente de l'alliage magnéto-optique (effet Cotton-Mouton).

Un dispositif analyseur associé à une cible constituée de photodiodes permet de reproduire un signal HF/RF comparable à celui obtenu lors de la lecture d'un disque préenregistré de type CD ou MD.

Le faisceau laser traverse la couche magnéto-optique deux fois (avant et après réflexion sur la couche en aluminium). Il se produit une légère absorption et une perte d'amplitude du flux lumineux réfléchi Φ de l'ordre de 15 à 30 %. Quand la présence d'un MD-MO est détectée lors de la lecture de la zone *lead in*, il est nécessaire d'augmenter le flux du faisceau laser émis.

D'autre part, afin de limiter les interférences entre le faisceau incident et le faisceau réfléchi et d'améliorer le rapport signal sur bruit du signal HF/RF, on module l'amplitude de l'émission laser à une fréquence de 550 MHz. De cette façon, l'émission laser est minimale lorsque le faisceau réfléchi revient sur la fenêtre de la diode laser.

La fréquence de modulation du flux émis par le laser est en partie déterminée par la longueur du chemin optique.

Classe de la source laser	1
Flux énergétique émis par le laser lors de la lecture	0,8 mW, modulé à une fréquence de 550 MHz
Longueur d'onde λ du rayonnement laser dans l'air	780 nm, visible, rouge
Lecture type	Variation de polarisation de l'onde réfléchie

Diode laser utilisée dans le lecteur-enregistreur de type MD

Les puissances émises par la diode laser sont variables en fonction du mode de fonctionnement et du type de disque utilisé. De même qu'en lecture de type CD, le flux du faisceau laser doit être régulé. Les puissances mises en jeu étant plus importantes (jusqu'à 5 mW lors d'un enregistrement sur MD-MO), il n'est plus possible d'intégrer la diode *moniteur* dans le boîtier de la diode laser.
La photodiode (moniteur) mesurant le flux lumineux émis est montée près d'un séparateur optique (*beam splitter*) placé sur le chemin optique.

On rappelle que la diode laser est un composant très sensible aux décharges électrostatiques. Il faut impérativement souder un *strap* pour court-circuiter la diode laser avant de procéder au démontage d'un bloc optique si on veut protéger la diode laser.

CHAPITRE 4
LECTEUR OPTIQUE : ORGANISATION FONCTIONNELLE

Considérons les lecteurs optiques CD dans leur ensemble. Compte tenu des fonctions d'usage spécifiques à chacun d'eux et des caractéristiques des disques optiques standards, on construit une organisation fonctionnelle typique répondant aux six impératifs suivants.

• Éxécuter et rendre compte des ordres donnés par l'utilisateur : la procédure doit être conviviale. La fonction *Gestion* (fig. 4.1), organisée autour d'une structure micro-informatique répond à ce souci.

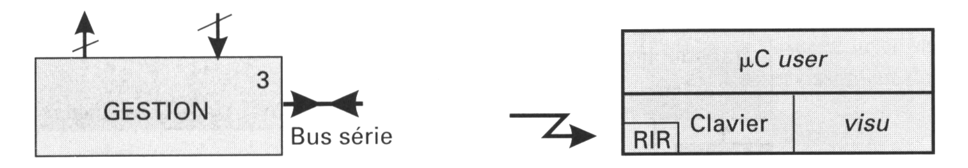


Fig. 4.1 : Fonction* Gestion*, équipée des interfaces de communication.

• Positionner correctement le disque dans le lecteur (fig. 4.2) : dans les lecteurs de salon (les plus usuels), cette fonction est assurée par un tiroir animé par un moteur (moteur tiroir, *tray motor* ou *slider motor*).

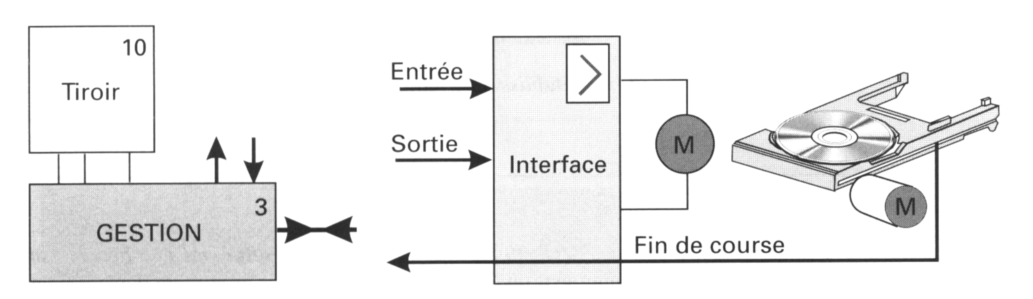


Fig. 4.2 : Fonction assurant le chargement et le positionnement du disque.

Dans les lecteurs portables (CD-DA ou CD-I par exemple), la mise en place du disque est assurée par le mécanisme attenant à la porte du logement du disque. Il n'y a donc pas de moteur tiroir. Le schéma fonctionnel des lecteurs portables en sera simplifié d'autant.

• Établir le *chemin optique* afin de permettre la lecture optique : cette condition de fonctionnement est nécessaire (mais pas suffisante). Pour réaliser l'établissement du chemin optique (après avoir mis un disque en place), il faut, entre autres, réaliser les opérations suivantes (fig. 4.3) :

– allumer le laser et asservir le courant circulant dans la diode laser de façon à maintenir un flux lumineux constant à l'émission,
– positionner correctement la lentille de focalisation de façon à ce que le foyer image se situe sur le miroir du CD. Cette position de focalisation doit être asservie à la position du miroir du CD, afin de s'affranchir des défauts de fabrication du disque et de la mécanique du lecteur.

Le démarrage des circuits d'asservissement est contrôlé par la fonction *Gestion*. L'ensemble des circuits assurant le traitement des informations nécessaires aux différents circuits d'asservissement est regroupé dans la fonction *Asservissement*. Les procédures de fonctionnement peuvent être contenues dans une mémoire EPROM interne à la fonction *Asservissement* ou dans l'EPROM de la fonction *Gestion* (mémoire programme).

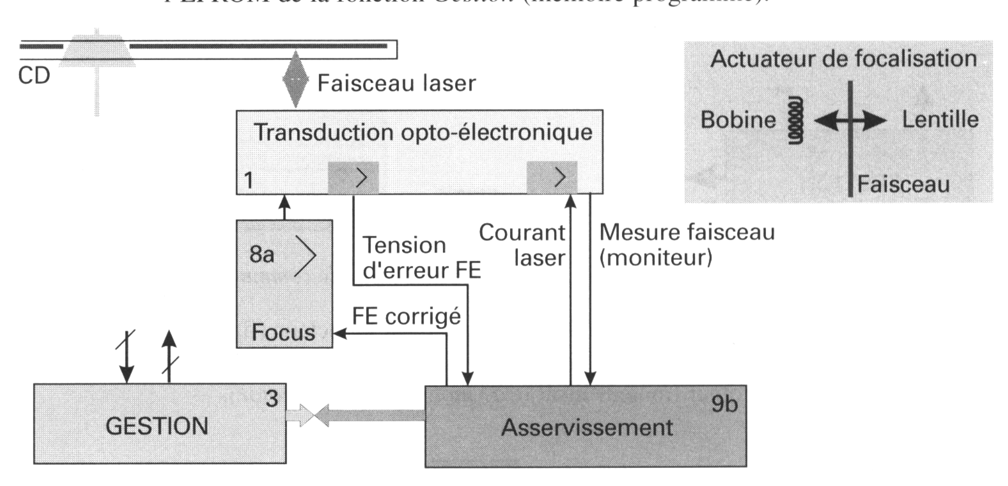


Fig. 4.3 : Gestion et établissement du chemin optique.

REMARQUE

Un circuit d'asservissement est essentiellement constitué par une boucle : un *circuit d'action* équipé d'un actuateur ou d'un moteur produit un déplacement. Un *circuit de retour* mesure l'effet produit par le moteur ou par l'actuateur (ou actionneur).

L'asservissement consiste à comparer l'effet produit par l'actionneur à une valeur de consigne ou de référence, cette grandeur ayant une origine extérieure au circuit.

• Assurer la rotation du disque pour faire défiler la piste *devant* le faisceau laser (fig. 4.4). Le moteur disque ou *turntable motor* est commandé par un circuit d'interface et d'asservissement permettant d'obtenir une vitesse linéaire de lecture quasi-constante (*constant linear velocity*, CLV).

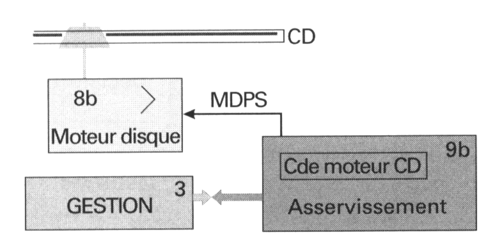


Fig. 4.4 : Gestion et mise en rotation du disque.

C'est la *Gestion* qui décide de lancer la rotation du moteur CD. Lors du démarrage de la lecture, le circuit d'asservissement moteur disque ne dispose pas d'autres informations.
La mise en rotation du moteur disque (*turntable motor*) peut être réalisée avant ou après l'établissement du chemin optique.

• Assurer le positionnement du point de focalisation du faisceau laser par rapport à la piste gravée sur le disque (fig. 4.5) : c'est l'asservissement de suivi de piste (*tracking*) ou l'asservissement radial.

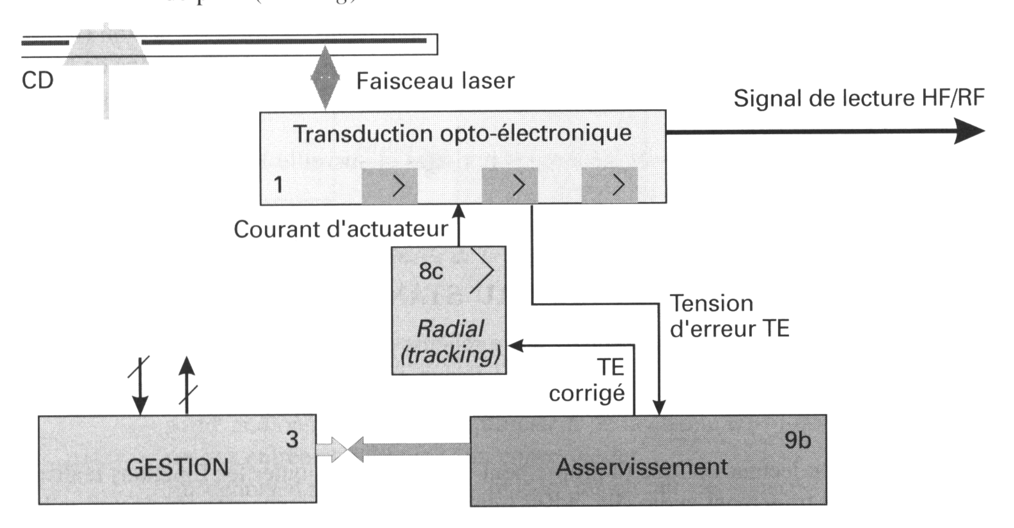


Fig. 4.5 : Gestion et asservissement de suivi de piste* (tracking) *ou radial.

Pour éviter tout comportement aléatoire pendant le démarrage du lecteur optique, l'asservissement radial (*tracking)* est maintenu verrouillé par la *Gestion*.

• Asservir la vitesse de rotation du disque et obtenir un *débit d'informations* constant en sortie des circuits de traitement numérique (fig. 4.6).
À partir des informations de type numérique issues de la lecture de l'enregistrement, il faut être capable de reconstituer l'équivalent d'un bus série synchrone (*SDAta* et *SCLock*, etc.) pour traiter les informations.

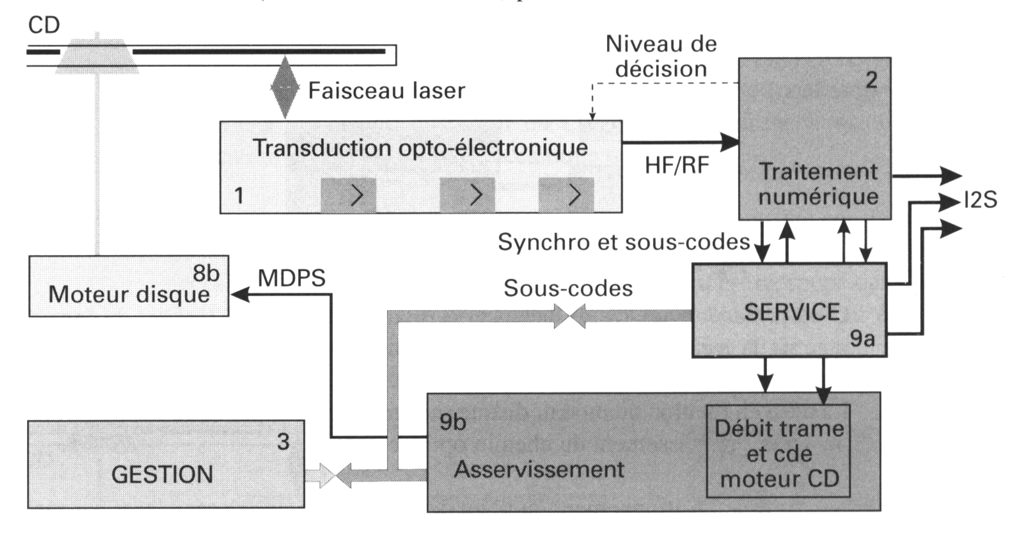


Fig. 4.6 : Lecture, traitement numérique et asservissement du débit numérique.

La fonction *Service* est en communication via un bus avec la fonction *Gestion* de façon à permettre l'affichage du *Menu* ou TOC lors du démarrage de la lecture du disque. Est également transmise la durée de lecture des plages enregistrées.
La fonction *Service* génère les horloges et surveille le fonctionnement de la partie traitement du signal.

Lecteur optique au standard CD-DA

Les fonctions représentées sur le schéma de la figure 4.7 sont nécessaires à la reconnaissance et à la lecture du disque. Ces fonctions sont communes à l'ensemble des lecteurs optiques actuellement développés.

Au lecteur optique (à proprement parlé), il faut ajouter les fonctions réalisant le traitement audio (fig. 4.8) : l'entrée du convertisseur est assurée par un bus série synchrone au standard I2S (*Inter Ics Sound*).
La fonction CNA est réalisée sur la base de deux convertisseurs numérique-analogique : un convertisseur pour la voie gauche et un convertisseur pour la voie droite. Les convertisseurs peuvent être de type parallèle ou de type série. Il faut ensuite réduire le bruit résiduel de conversion : c'est le rôle des filtres passe-bas.

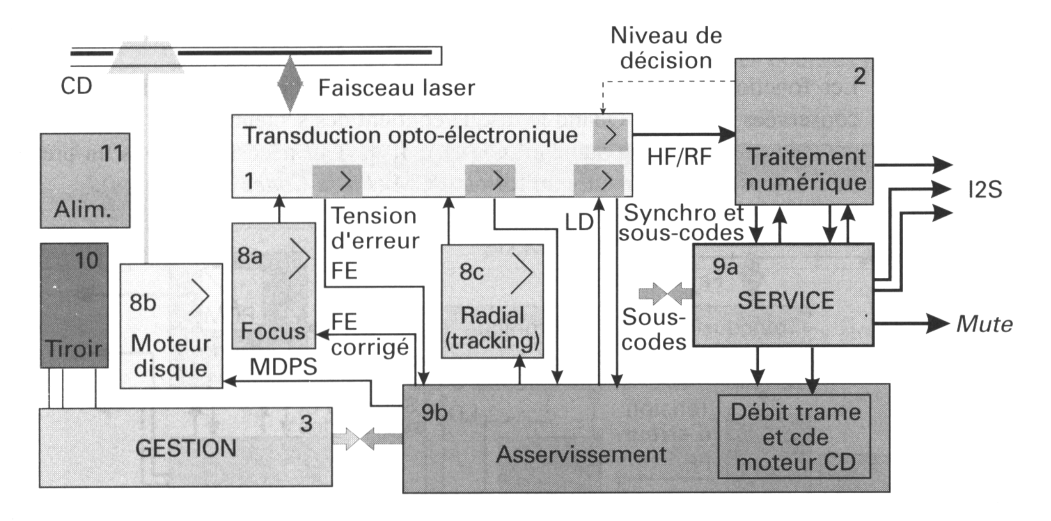


Fig. 4.7 : Organisation fonctionnelle de la partie lecture disque du lecteur CD-DA.

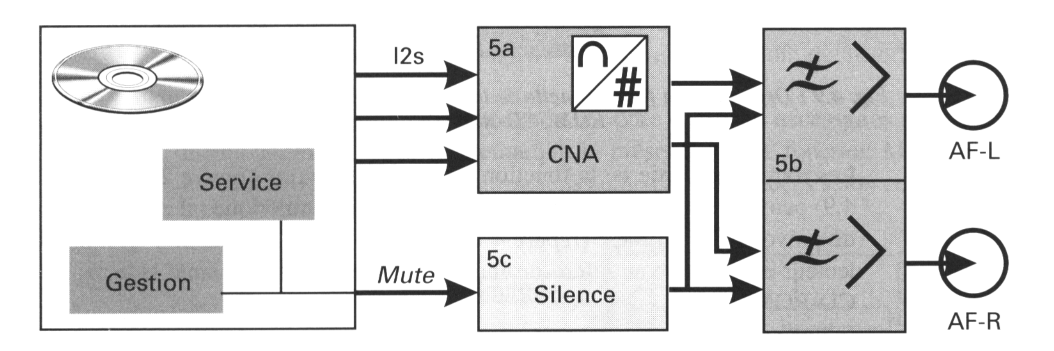


Fig. 4.8 : Organisation fonctionnelle de la partie traitement audio du lecteur CD-DA.

Des structures plus complexes peuvent être mises en place afin d'améliorer le rapport signal sur bruit. On retiendra que certains lecteurs sont équipés d'une sortie audionumérique. L'amplificateur de la chaîne HI-FI doit alors comporter une entrée numérique et un convertisseur.
En dehors de la lecture des plages, un circuit de silence (*mute*) assure le confort de l'utilisateur en interrompant les sorties audio de façon à éviter la transmission de bruit. Il en est de même si un dysfonctionnement est repéré par la fonction *Service*.

Lecteur optique CD-ROM et CD-ROM XA

Les fonctions nécessaires à la reconnaissance et à la lecture du disque sont conservées (fig. 4.9). Quand le disque contient des secteurs audio, ils ne sont pas nécessairement au standard CD-DA. Il devient nécessaire (dans un premier temps) de les remettre au format PCM (*Pulse Coded Modulation*).

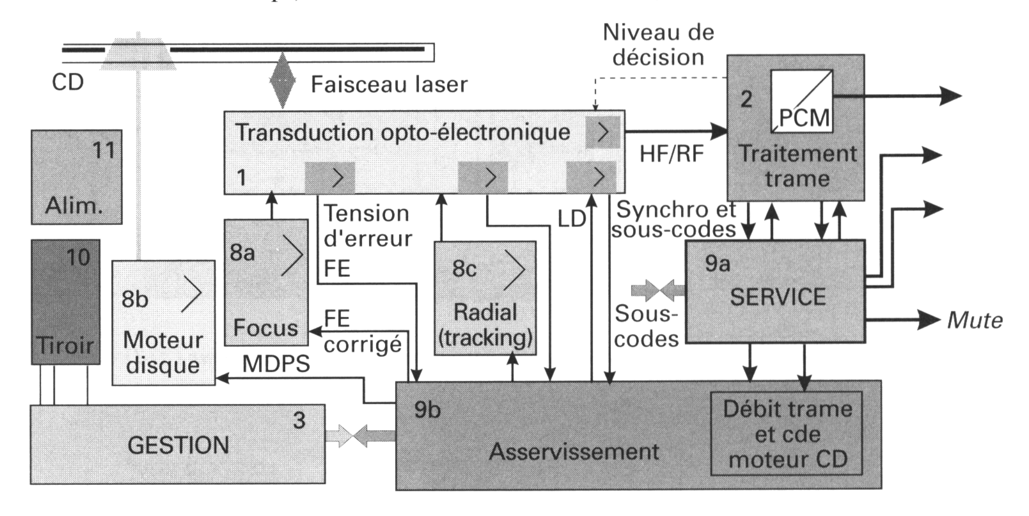


Fig. 4.9 : Organisation fonctionnelle de la partie lecture disque du lecteur CD-ROM, CD-ROM XA.

Les trames en sortie de la fonction de traitement trame (*repère* 2 de la figure 4.9) peuvent être de type audio ou de type donnée numérique : il est nécessaire de prévoir un aiguillage (*repère* 4 de la figure 4.10). La fonction *Gestion* du lecteur est asservie au micro-ordinateur dans lequel est implanté le lecteur de CD-ROM.

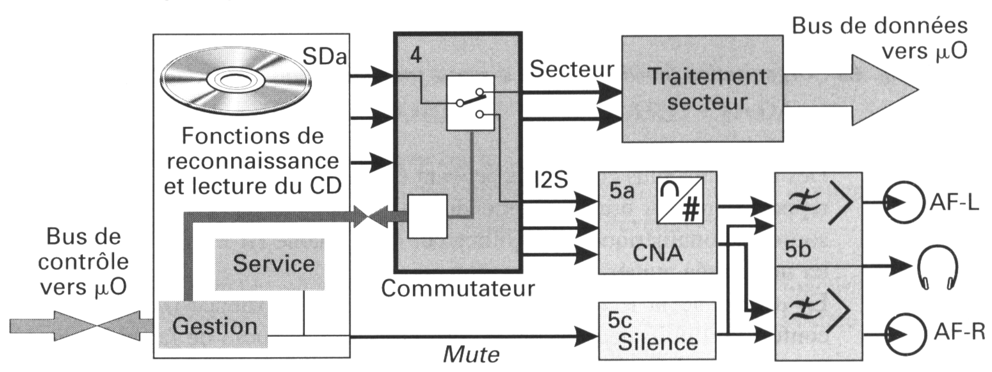


Fig. 4.10 : Organisation fonctionnelle des parties traitement audio et traitement de données du lecteur CD-ROM ou CD-ROM XA.

On n'ignore plus qu'il existe des lecteurs optiques double, quadruple vitesse et au-delà. L'accroissement des performances des dispositifs optiques et des

circuits électroniques associés a permis la réalisation de ces produits de large diffusion. Dans ces conditions, le taux de transfert des données peut atteindre les valeurs suivantes :

	Vitesse normale	Vitesse double	Vitesse quadruple	Vitesse octuple
mode 1	150 Ko/s	300 Ko/s	600 Ko/s	1,2 Mo/s
mode 2	171 Ko/s	342 Ko/s		

On n'oubliera pas que la vitesse d'acquisition des données stockées sur un CD-ROM dépend aussi du temps d'accès (de l'ordre de 350 ms) à chaque fichier.

LECTEUR OPTIQUE AUX STANDARDS CD-I ET VIDÉO-CD

L'architecture du lecteur de CD interactif reprend les fonctions nécessaires à la reconnaissance et à la lecture des disques aux standards CD (dont, en particulier, les CD-DA). Les informations à traiter par la *Gestion* sont plus nombreuses : cette fonction est *musclée* et intègre un véritable micro-ordinateur.

Les fonctions à droite du schéma de la figure 4.11 sont nécessaires aux traitements audio et vidéo. On remarque la présence d'une fonction MPEG permettant le traitement des informations audio et vidéo codées selon ce standard.

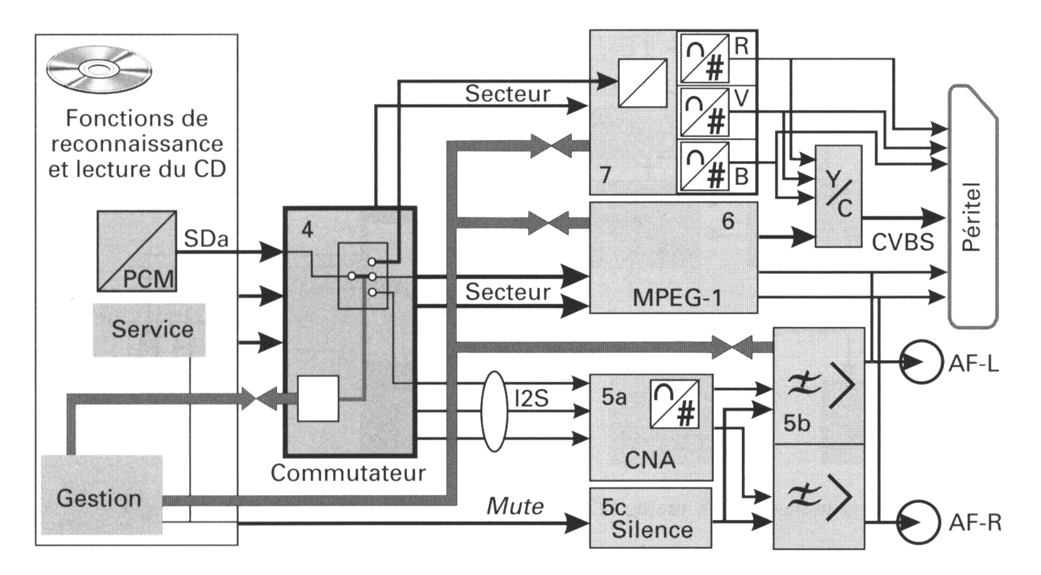


Fig. 4.11 : Organisation fonctionnelle des parties traitement audio et traitement vidéo des lecteurs CD-I et vidéo-CD.

Conclusion

Quelque soit la fonction d'usage du lecteur optique, les fonctions principales du lecteur répondent aux impératifs liés à la lecture laser du disque : chargement du disque, établissement du chemin optique, mise en rotation et débit numérique, suivi de la piste sont les conditions préalables à la lecture.
À cela, il faut ajouter l'automatisme de la mise en route de la lecture et les éléments nécessaires à la reconnaissance du standard de l'enregistrement (fig. 4.12). Ces derniers aspects mettent en évidence l'importance des procédures de fonctionnement mises en œuvre : c'est l'aspect *software*.

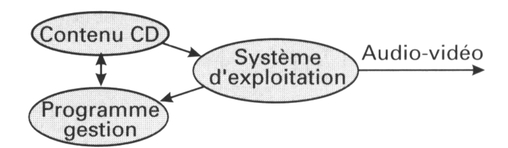


Fig. 4.12 : Illustration de l'aspect* software *du fonctionnement des lecteurs CD.

Actuellement, on note que les systèmes d'exploitation sont différents, selon qu'on considère un CD-I ou un CD-ROM. Il n'est donc pas possible de lire un disque au standard CD-I sur un micro-ordinateur équipé multimédia. Réciproquement, il est impossible de lire un CD-ROM sur un lecteur CD-I.

Par contre, les disques photo-CD et photo-CD Portfolio peuvent indifféremment être lus par les lecteurs CD-I et les lecteurs CD-ROM XA.

CHAPITRE 5
GESTION À MICRO-CONTRÔLEUR D'UN LECTEUR OPTIQUE

MISE EN SITUATION

La fonction *Gestion* est appelée à asservir le fonctionnement du lecteur CD, aux ordres donnés par l'utilisateur et à surveiller la vraisemblance du comportement électrique des fonctions du lecteur CD.
En outre, les asservissements mis en œuvre peuvent permettre de diminuer le nombre des réglages par potentiomètre. En période d'utilisation, les asservissements permettent de compenser automatiquement les dérives des caractéristiques de certains composants (dérives dues au vieillissement), dans la mesure où les valeurs restent dans une certaine fourchette de tolérances.

Le schéma de la figure 5.1 montre l'organisation des liaisons établies entre les différentes fonctions et le micro-contrôleur de *Gestion*.

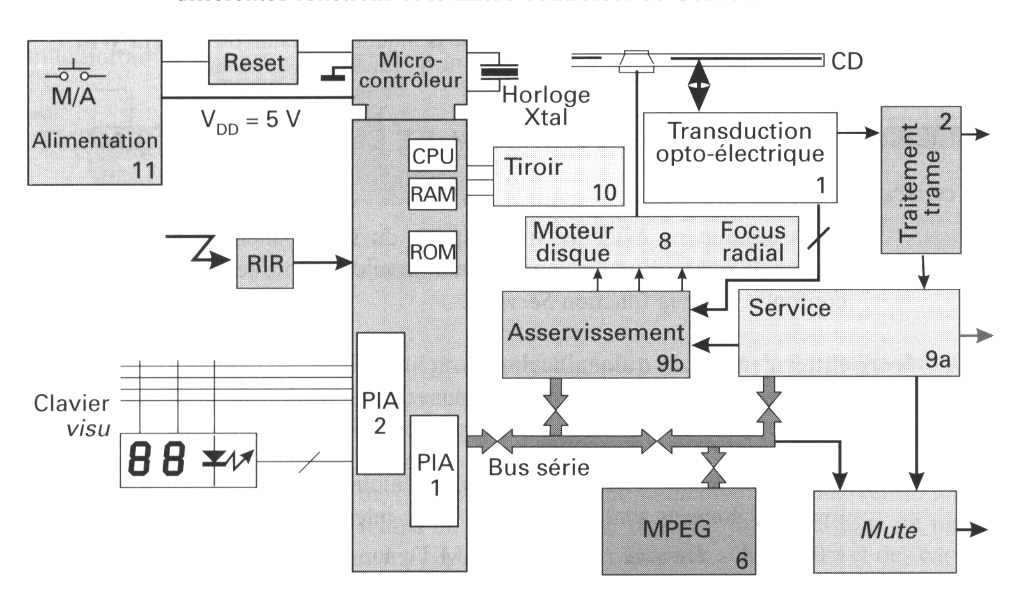


Fig. 5.1 : Agencement des fonctions de lecture CD autour de la fonction **Gestion.**

Un facteur déterminant de l'architecture mise en place autour du micro-contrôleur réside dans le choix des modes de communication entre les circuits réalisant les fonctions.

La communication peut être de type numérique

Les liaisons sont organisées en *Bus*.
Dans un bus série, à chaque cycle d'horloge, un bit est transmis. Pour transférer un mot de 8 bits, 8 cycles d'horloge sont nécessaires.
Si le transfert des informations sur un bus parallèle est plus rapide, le nombre de liaisons électriques (fils ou pistes) à prévoir entre les boîtiers est plus important et plus difficile à réaliser. Le choix d'un bus série est facile à comprendre.

La communication peut être de type analogique

Une conversion numérique-analogique des informations issues du microprocesseur ou du micro-contrôleur est nécessaire. Pour une donnée en entrée du micro-contrôleur, la conversion analogique-numérique doit aussi être réalisée.

L'interface de sortie, interne au micro-contrôleur, fabrique des signaux de type P.W.M. (*Pulse Wave Modulation*). Sur la broche de sortie, on observe des signaux rectangulaires :

– L'amplitude est constante (5V, l'amplitude est issue de l'alimentation – *Pull Up* –).
– La fréquence est constante ; c'est en général un sous-multiple de la fréquence horloge de service.
– Le rapport cyclique est variable. Après intégration du signal PWM, on obtient une tension dont la valeur est la valeur moyenne du signal PWM.

LE MICRO-CONTRÔLEUR ET SON ENVIRONNEMENT

Le concept service

Nous mettons en évidence trois aspects du fonctionnement d'une structure organisée autour d'un microprocesseur ou micro-contrôleur intégré. (À ne pas confondre avec la fonction *Service*).

Le *hardware* (littéralement, la quincaillerie)

Le *hardware* décrit le microprocesseur et son environnement :

Les mémoires vives *et les mémoires* mortes

• R.A.M. = *Random Acces Memory* ou mémoire à lecture-écriture à accès aléatoire (les données sont perdues lors d'une interruption de l'alimentation).

• D.RAM = *Dynamic RAM* ou RAM Dynamique, cette mémoire de grande capacité doit être rafraîchie périodiquement.

• S.RAM = *Static RAM* ou RAM statique, terme souvent confondu avec le terme générique RAM.

• R.O.M. = *Read Only Memory* ou mémoire à lecture seule (programmée lors de sa fabrication).

• N.V.RAM = *Non Volatile RAM* ou mémoire RAM sauvegardée.

• P.R.O.M. = *Programmable ROM.*

• E.E.P.R.O.M. = *Electricaly Erasable PROM* ou PROM effaçable électriquement, généralement utilisée pour la sauvegarde des réglages de l'utilisateur.

Description des mémoires habituellement utilisées

Une partie des mémoires nécessaires au fonctionnement de la gestion est très souvent câblée dans le micro-contrôleur :

• La mémoire ROM : elle contient le programme principal et les routines de fonctionnement de la *Gestion.*

• La mémoire RAM : elle permet au microprocesseur, interne au micro-contrôleur, de stocker temporairement les octets intermédiaires nécessaires aux calculs réalisés par l'unité arithmétique et logique du microprocesseur.

Le résultat d'une routine (de calcul arithmétique ou logique) est stocké de façon permanente dans une mémoire (NVRAM) à l'extérieur du micro-contrôleur.

Actuellement, les mémoires sauvegardées sont généralement du type EEPROM ou du type mémoire FLASH. Ces deux types de mémoire sont réalisés en partie sur le principe développé dans les mémoires EPROM (effaçable par une exposition aux rayons UV).

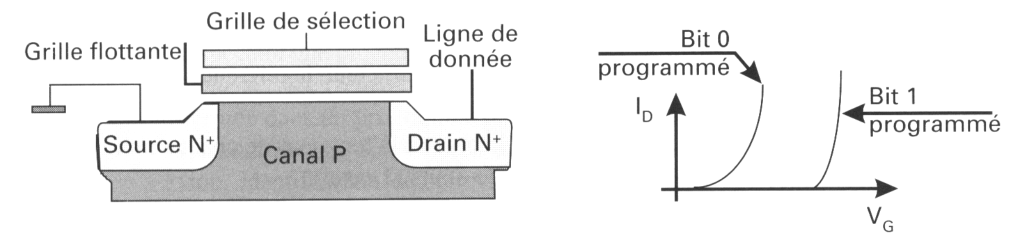


Fig. 5.2 : Représentation de la structure d'une case mémoire.

Utilisation des mémoires

La durée nécessaire à la programmation d'un octet est de l'ordre de 3 ms.

Le temps d'accès (différent du temps de programmation) est le temps nécessaire à une donnée pour passer de la case mémoire sélectionnée à l'extérieur du boîtier (temps d'accès à la lecture). On peut considérer que le temps d'accès est de l'ordre de 100 ns à 300 ns, selon la mémoire considérée. Ce temps tient compte des temps de montée ou de descente du signal plus ou moins longs, compte tenu des capacités parasites internes aux boîtiers et des capacités parasites dues au câblage.

REMARQUE

Lors d'une opération de lecture ou d'écriture, il se produit des variations de courant. Les précautions d'usage veulent que les alimentations soient spécialement soignées. En particulier, pour chaque mémoire, il peut être prévu un découplage de l'alimentation !

Les opérations de lecture et d'écriture ne sont pas instantanées. Le micro-contrôleur doit être programmé de façon à maintenir les niveaux de tension pendant toute la durée nécessaire à chaque opération.

Mémoire à bus parallèle

Elles sont utilisées quand la *Gestion* doit pouvoir traiter rapidement un volume important de données. Des mémoires EPROM sont utilisées pour stocker le programme quand son volume est trop important pour être logé dans la ROM du micro-contrôleur.

À la lecture de la documentation technique afférente à une mémoire, on note le brochage du boîtier A0 à A14 pour le bus d'adresse et D0 à D7 pour le bus de données (par exemple). Il est possible, pour faciliter le routage des pistes, de relier D3 à la ligne D5 du bus du micro-contrôleur dans la mesure où les bits composant les octets des données ont été correctement placés dans les cases mémoires d'une EPROM (par exemple).

Référence des mémoires

Outre le logo pour l'identification du constructeur, la référence d'une mémoire peut se décomposer de la façon suivante :

• Un chiffre pour l'organisation interne et la longueur de chaque mot : 2 pour une mémoire dont les mots sont de 8 bits (1 octet).

• Un chiffre pour indiquer la nature de la mémoire : 0 pour RAM statique, 3 pour ROM, 7 pour EPROM, 8 pour EEPROM.

• Une lettre peut indiquer la technologie employée : C pour CMOS.

• La capacité est indiquée en clair : 512 signifie 512 kbits soit 64 Ko.

• D'autres indications donnent le temps d'accès : 15 pour 150 ns.

• Le suffixe peut être caractéristique de particularités. Dans nos gammes de produits, le suffixe est souvent caractéristique du programme contenu dans une EPROM par exemple.

On retiendra que l'identification des produits ne répond pas à une standardisation. Il y a donc des différences de repérage d'un constructeur à un autre. Attention à toute lecture trop hâtive des références notées sur le boîtier !

Conséquences liées au remplacement d'une mémoire EEPROM

Quand une nouvelle mémoire EEPROM est câblée en remplacement d'une mémoire défectueuse (ou simplement parce qu'on a oublié de récupérer l'an-

cienne mémoire avant de remplacer la platine sur laquelle elle est câblée), les anciennes données de réglage sont perdues.
Courage, il n'y a pas d'autres solutions que de reprendre les réglages ! Attention à respecter le niveau de la broche de protection à l'écriture de certaines mémoires (broche 7 sur une SDA2546 par exemple, la broche 7 ne devant pas être câblée).

Les interfaces de communication ACIA, PIA, PWM, etc.

A.C.I.A. = *Asynchronous Communications Interface Adapter.*

P.I.A. = *Peripheral Interface Adapter.*

P.W.M. = *Pulse Wave Modulator* (modulation du rapport cyclique d'un signal rectangulaire) : en fait, cette fonction peut être réalisée à partir d'un PIA.

Le *hardware* réalise les liaisons entre les boîtiers (bus de donnée, bus d'adresse, bus de contrôle). Il réalise la distribution des signaux de service.

Le *software* (le logiciel)

Le logiciel ou *programme* organise l'enchaînement des phases de travail à accomplir. Il est stocké en mémoire ROM, de façon permanente. Entre autres opérations, le logiciel permet la lecture ou l'écriture de données intermédiaires en mémoire RAM ou NVRAM.

À la mise sous tension du lecteur CD (sur certains modèles seulement) et en respectant une procédure particulière, il est possible de configurer le lecteur en *mode service* (*repère* @@ de la figure 5.3) : le programme principal est alors dérouté dans un programme réservé au technicien de maintenance.
Le *mode service* donne accès aux caractéristiques particulières du châssis (version, identification des circuits micro-contrôleur, EEPROM, etc.). En fonctionnement, le mode service permet d'accéder à certains réglages. En cas de dysfonctionnement, ce mode peut aider à donner un diagnostic.

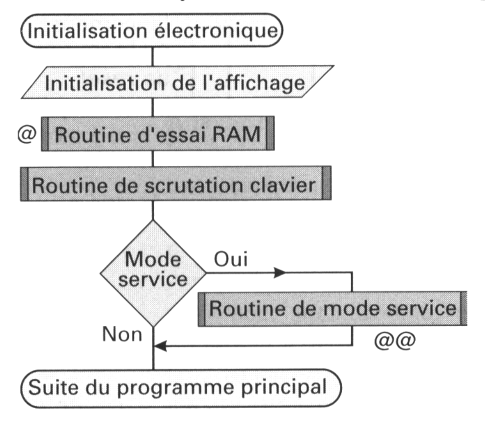


***Fig. 5.3 : Essai RAM, configuration possible du lecteur CD en mode* Service.**

À la mise sous tension, une routine d'essai de la RAM peut avoir été prévue (*repère* @ de la figure 5.3). Pour faire l'essai de la RAM, le CPU (*Central Processing Unit*) écrit un mot dans chaque octet de la RAM, fait ensuite la lecture et compare les résultats.
Si une anomalie est détectée, les adresses des cases mémoires invalides sont mémorisées afin de ne plus les utiliser lors du stockage de données temporaires.
Pour un châssis donné, il peut exister plusieurs versions du logiciel, les évolutions successives améliorant le fonctionnement du lecteur ou introduisant de nouvelles

fonctionnalités. Lors d'un remplacement du micro-contrôleur de gestion, il est important de respecter la version du logiciel préconisée par le constructeur !

Généralement, quand le logiciel n'est pas très volumineux (c'est le cas des lecteurs de disques CD-DA), celui-ci est stocké dans une EEPROM ou dans une ROM interne au micro-contrôleur. Il est possible de réserver des cases dans la mémoire EEPROM afin de pouvoir conserver les données de l'utilisateur (enchaînement de plages lors de la lecture d'un disque par exemple).

Les signaux de service

Ils sont nécessaires au fonctionnement du microprocesseur et des circuits numériques en général (fig. 5.4) :

• L'alimentation régulée (généralement 5V) doit avoir un taux d'ondulation particulièrement faible.

• L'oscillateur d'horloge ou l'horloge est généralement matérialisée par un quartz (ou peut être issue d'un autre processeur).

• Le générateur de *Reset* ou de $\overline{Reset}$ permet de démarrer le cycle d'initialisation du microprocesseur. Quand il est réalisé directement sur les circuits de l'alimentation principale, on lui donne parfois le nom de P.O.R. ou *Power On Reset*. Enfin, on note que sur les lecteurs les plus récents, un dispositif de surveillance du bon fonctionnement et du redémarrage automatique après initialisation peut être mis en place : c'est le *Watch dog*.

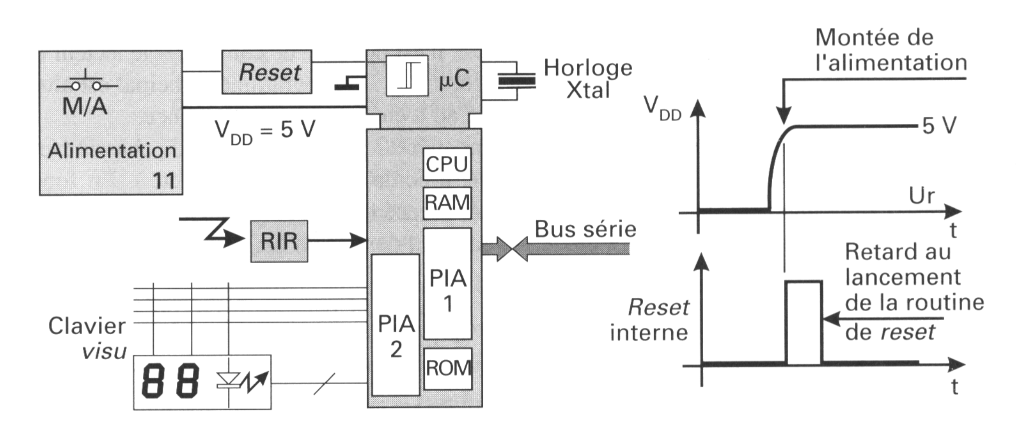


Fig. 5.4 : Représentation du micro-contrôleur mettant en évidence les signaux de service.

Cycles de fonctionnement

Cycle de démarrage et d'initialisation

À la mise en route, après action sur le bouton M/A, il se produit les changements d'états suivants :

• Montée en tension de l'alimentation. Pendant cet état instable et fugitif, les circuits et en particulier les registres internes se positionnent dans des états qu'il est impossible de déterminer, soit 0, soit 1.

• Démarrage de l'horloge (*Clock, Xtal*). La fréquence est généralement fixée par un quartz monté à l'extérieur du boîtier. Le signal mesurable sur le quartz est sinusoïdal. Une mise en forme est réalisée dans le micro-contrôleur.

• *Reset*, $\overline{Reset}$, *Power On Reset.* Il est alors nécessaire d'affecter aux registres internes les valeurs fixées par le programme : cette opération est réalisée par une routine interne d'initialisation.

Ce programme d'initialisation est déclenché suite à une information générée automatiquement après la montée en tension de l'alimentation par un circuit de *Reset* (ou $\overline{Reset}$) ou P.O.R. (*Power On Reset*). Ce programme doit être redéclenché après toute interruption intempestive de l'alimentation.

L'information de *Reset* peut être active à un niveau 1 ou 0 selon la technologie employée : on parle alors de *Reset* ou de $\overline{Reset}$.

La figure 5.5 donne le schéma structurel du *générateur de reset* constitué des éléments *R* et *C* auxquels on applique la tension d'alimentation V_{DD}.

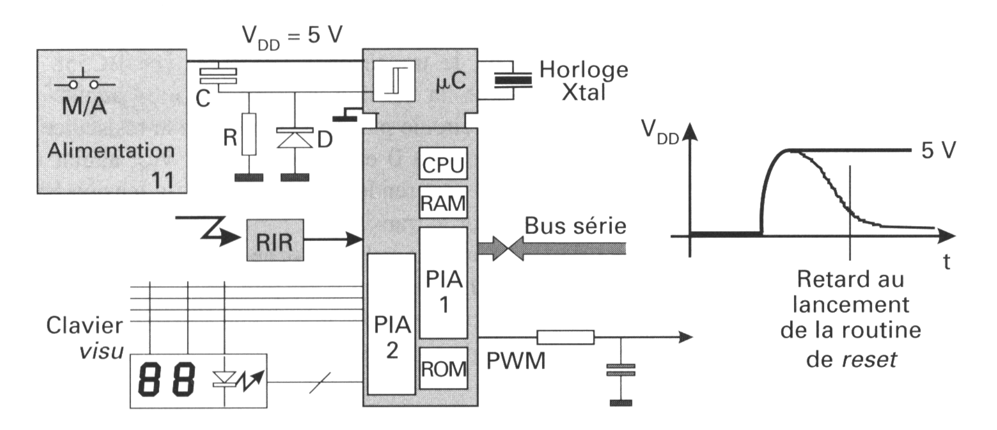


Fig. 5.5 : Exemple de structure réalisant le circuit de **reset.**

À la mise en marche (fig. 5.5), le condensateur *C* est déchargé. La montée de la tension d'alimentation V_{DD} est répercutée pratiquement intégralement et instantanément aux bornes de la résistance *R*.

La tension d'alimentation étant établie, le courant de charge du condensateur *C* circule dans la résistance *R*.

Au fur et à mesure de la charge de *C*, le courant dans *R* décroît exponentiellement pour atteindre une valeur pratiquement nulle au bout d'un temps de l'ordre $5\tau = 5\ RC$. Il en résulte une brève impulsion de tension aux bornes de la résistance *R*.

Un circuit interne au micro-contrôleur met en forme l'impulsion de tension mesurée aux bornes de *R* : sur le front descendant de l'impulsion, la routine d'initialisation est déclenchée.

REMARQUE

Tous les générateurs de *reset* ne fonctionnent pas de la même façon : il est possible de déclencher la routine d'initialisation non pas sur un front descendant (ou montant) mais sur un niveau maintenu constant de la broche de commande de *reset*.

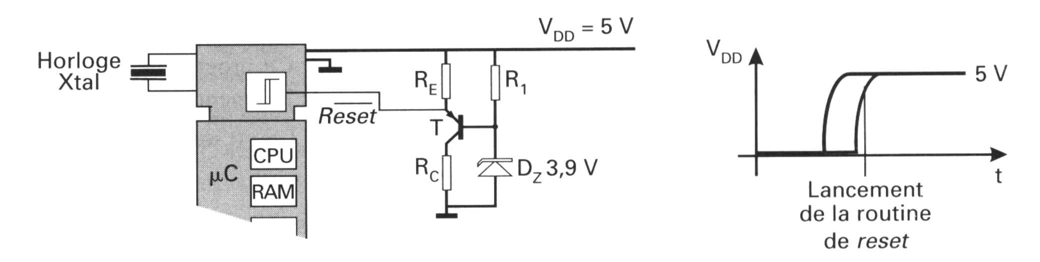


***Fig. 5.6 : Autre exemple de structure réalisant le circuit de* reset.**

À la mise en marche (fig. 5.6), le transistor T (PNP de type BC558 par exemple) reste bloqué tant que la tension d'alimentation n'atteint pas $3,9 + 0,6 = 4,5\ V$ environ : il ne circule pas de courant dans la résistance R_C et la commande de *reset* maintenue à 0 est active. Quand V_{DD} atteint une valeur proche de 5 V, la diode D_Z est rendue conductrice et la tension base-émetteur est suffisante pour saturer le transistor T.
La tension aux bornes de R_C atteint une valeur proche de 5 V : la commande de reset passe à 1, la routine d'initialisation n'est plus relancée, sauf si une chute de la tension d'alimentation se produit, suite à une baisse de la tension secteur par exemple. La commande est de type $\overline{Reset}$.

Temps partagé

Le microprocesseur (ou le micro-contrôleur) doit gérer l'ensemble des entrées et sorties. Le logiciel est écrit de telle façon que le micro-contrôleur puisse successivement :

– lire ses ports positionnés en entrée,
– écrire sur les ports positionnés en sortie.

Par exemple :

– scrutation du clavier sur port A ou port B ;
– gestion de l'affichage (soit à destination d'un afficheur alphanumérique, soit à destination d'un écran de TV quand le lecteur est de type Photo-CD ou CD-I) ;
– lecture des bits du port C (positionnés en entrée) ;
– commandes sur sorties analogiques (PWM).

Bus et architecture interne du système

Dans un souci d'économie, les concepteurs cherchent à limiter le nombre de fils nécessaires à la réalisation des bus, d'autant que le temps de transfert des

données n'est généralement pas le critère prépondérant dans le choix des systèmes mis en œuvre pour réaliser les circuits de gestion.
Une transmission série des données est réalisée après conversion parallèle-série de chaque octet. Nous rappelons à cet effet le principe de fonctionnement d'une bascule D, souvent utilisée dans la réalisation de registres ou *latches* (sur le schéma de la figure 5.7, CLR signifie *clear*).

La figure 5.8 illustre le principe de la conversion parallèle-série d'un octet dans le circuit émetteur (micro-contrôleur par exemple).
Le schéma (fig. 5.9) illustre le principe de la conversion série-parallèle d'un octet dans le circuit récepteur (circuit esclave du micro-contrôleur par exemple).

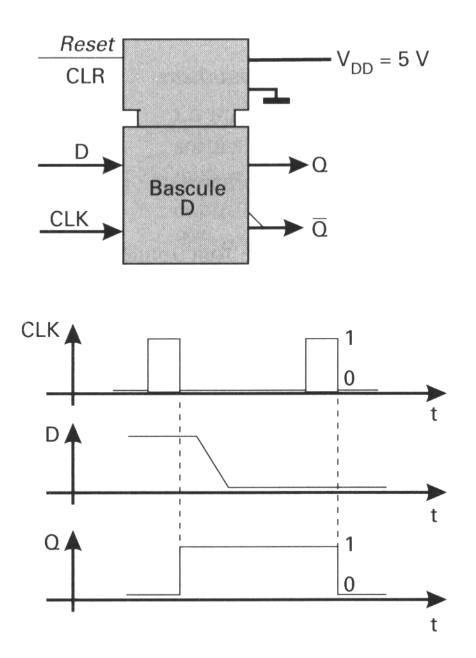


Fig. 5.7 : Bascule D, chronogrammes de fonctionnement.

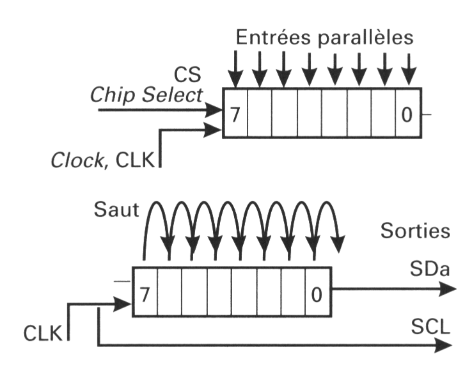


Fig. 5.8 : Conversion parallèle/série.

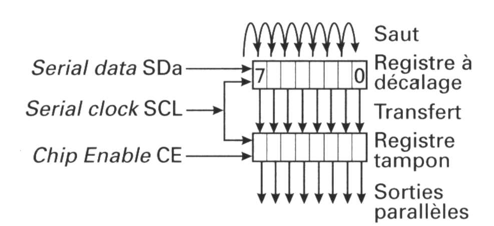


Fig. 5.9 : Conversion série/parallèle.

REMARQUE

Au repos, les lignes du bus sont au niveau 1. Ce résultat est lié au choix des structures internes des circuits. Le niveau 1 est le résultat d'un état haute impédance (HZ) des ports de sortie et des éléments de *pull up* (résistances alimentées en 5 V).

La figure 5.10 montre la structure interne des lignes de sortie : le circuit de drain des transistors à effet de champ (FET) est fermé sur l'alimentation par la résistance de *pull up*.

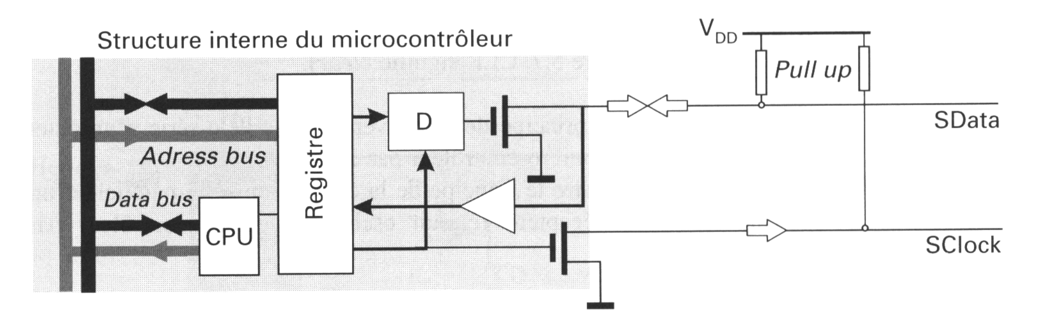


Fig. 5.10 : Structures internes des lignes de bus du micro-contrôleur.

Entrées prioritaires

Une entrée prioritaire peut être câblée. Son rôle est de générer une interruption dans le déroulement du programme en cours :

– routine d'interruption pour la sauvegarde de l'état de fonctionnement de la machine en cas de détection d'une baisse de la tension d'alimentation,
– routine d'interruption pour prendre en compte un dysfonctionnement mesuré par les circuits de sécurité.

ÉTUDE DE FONCTIONNEMENT D'UN BUS I2C

Ce bus a été mis au point et développé par Philips. Le schéma (fig. 5.11) résume l'agencement typique permettant le transfert de données par bus I2C.

Constitution du bus I2C et fonctionnement

Le bus I2C est constitué par deux lignes :

• La ligne *serial data* SDA, ligne bidirectionnelle assurant la circulation des données. Les données sont transmises avec le bit le plus significatif en tête (MSB).

• La ligne *serial clock* SCL assure la circulation des impulsions d'horloge de façon à ce que les circuits câblés sur le bus puissent utiliser la même référence de temps. Le circuit, qui demande l'établissement d'un transfert, impose son horloge aux autres circuits, devenus esclaves pour la circonstance. En général, on ne câble qu'un circuit maître : le micro-contrôleur de *Gestion* gérant en particulier les asservissements. Il est le seul à générer un signal d'horloge sur la ligne SCL.

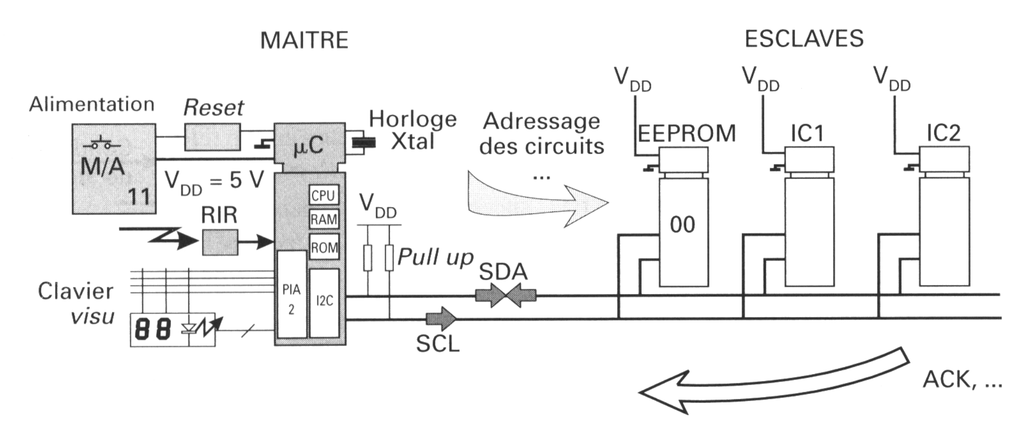


Fig. 5.11 : Agencement d'une liaison par bus I2C.

Le micro-contrôleur de *Gestion* doit gérer un certain nombre d'entrées et de sorties. Le transfert des informations sur les lignes du bus I2C se fait séquentiellement (salve) : quand les lignes du bus sont au repos (fig. 5.12), le micro-contrôleur étant affecté à d'autres tâches, les lignes SDA et SCL sont *débranchées* (haute impédance HZ). Le niveau électrique est alors fixé par les résistances de *pull up* et par V_{DD}.

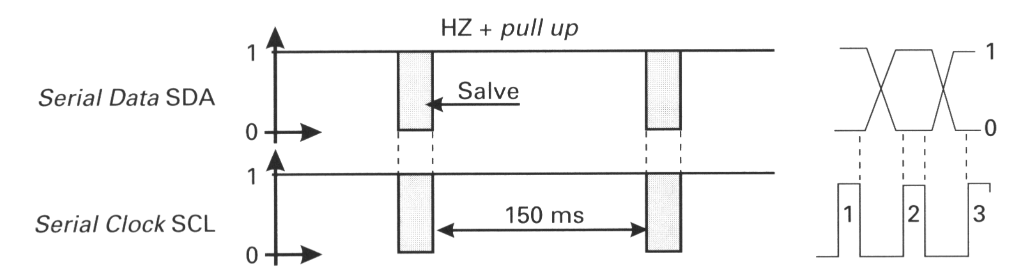


Fig. 5.12 : Niveaux électriques présents sur le bus I2C.

Conditions de start *et de* stop *du protocole I2C*

Préalablement à toute communication entre le circuit maître (micro-contrôleur) et les circuits esclaves, le maître doit informer les esclaves du début de la communication : c'est la condition de *start* (fig. 5.13).

Les circuits récepteurs au standard I2C se mettent aux ordres du micro-contrôleur. Il faut libérer les circuits récepteurs en fin de séquence de transfert : c'est le rôle de l'information de *stop* (fig. 5.13).

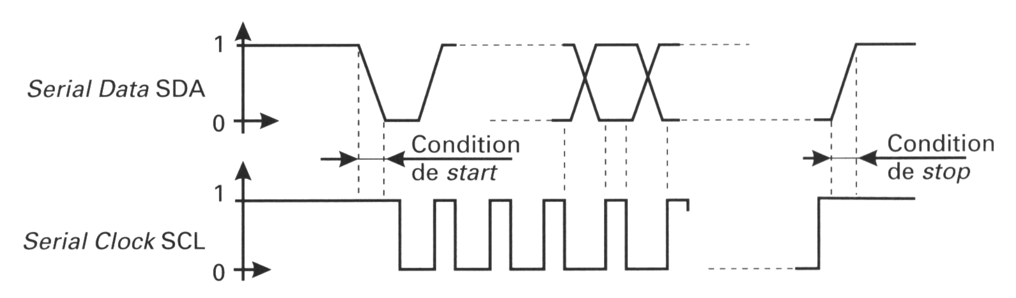


Fig. 5.13 : Conditions de* start *et de* stop*, sur le bus I2C.
Start *: SDA tombe à 0 quand SCL maintenue à 1.*
Stop *: SDA monte à 1 quand SCL maintenue à 1.*

Adressage de « l'esclave » sur le bus I2C

Les circuits maîtres et esclaves sont tous en parallèle sur les deux fils SCL et SDA constituant le bus I2C. Il est donc impératif de pouvoir les différencier. Pour cela, chaque circuit esclave est caractérisé par une adresse :

• Cette adresse est fixée par câblage (*hardware*) : c'est le cas de la mémoire I2C de type EEPROM sans protection d'écriture (SDA2526 par exemple, fig. 5.14). Les broches 2, 3, 4 étant câblées à la masse, les valeurs des informations *Chip Select* CS (sélection du boîtier) sont 000. L'adresse est donc 000.

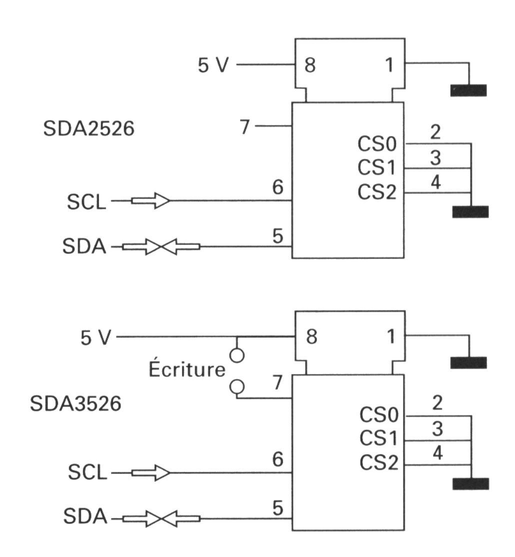


Fig. 5.14 : Mémoires SDA 2526 et SDA 3526.

• L'adresse est fixée lors de la fabrication du circuit intégré esclave. Dans ce cas, faire attention au suffixe en cas de remplacement du circuit, suite à un dysfonctionnement.

Le premier mot de 8 bits envoyé par le micro-contrôleur de gestion (maître) contient l'adresse (codée sur 7 bits) du CI adressé (esclave) et un bit de lecture ou écriture :

• bit à 0 lorsque le maître demande l'écriture (*write*) dans l'EEPROM ou la transmission des données vers un autre périphérique esclave récepteur,

• bit à 1 quand le maître demande la lecture (*read*) des contenus en EEPROM ou l'acquisition de données en provenance d'un périphérique esclave utilisé en interface d'entrée.

Le micro-contrôleur maître libère la ligne SDA (passage en haute impédance).
La résistance de *pull up* positionne la ligne SDA à 5 V.
Le maître positionne en lecture son port SDA.
L'adresse étant codée sur 4 bits, il est théoriquement possible d'adresser 27 = 128 boîtiers différents !

Au top d'horloge suivant (produit par le maître), le maître lit le niveau du SDA :

• si SDA = 0 (niveau imposé par le circuit adressé) ; cet état constitue l'accusé de réception délivré par le circuit adressé. La procédure de transfert sera poursuivie (fig. 5.15).

• si SDA = 1 ; le circuit adressé n'accuse pas réception. Selon le *software* du micro-contrôleur maître, il choisit d'interrompre le transfert, ce qui peut alors être sans conséquence sur le fonctionnement du lecteur CD. Le maître génère alors un bit de *stop* pour libérer le bus I2C.

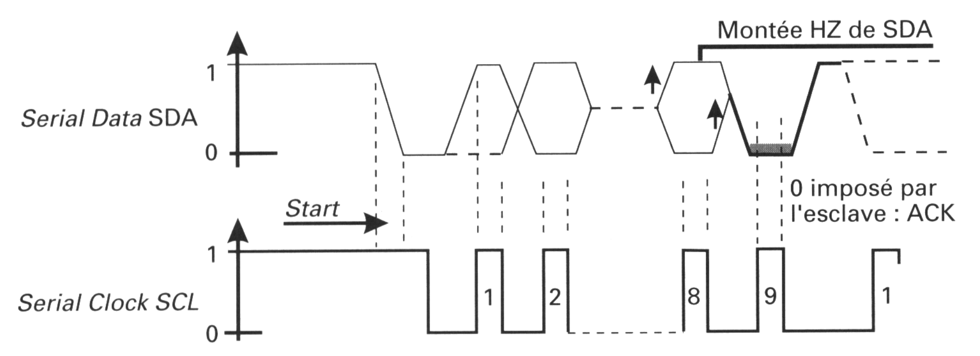


Fig. 5.15 : L'accusé de réception ACK est un élément important du protocole I2C.

REMARQUE

Quand le circuit adressé n'accuse pas réception (ACK *acknowledge* absent), les concepteurs ont choisi de mémoriser un code identifiant le circuit ne répondant pas. Ce code, mémorisé dans la mémoire EEPROM, peut être accessible au service technique lorsque le lecteur CD fonctionne en *mode service*. (L'accès au *mode service* est réservé au technicien de maintenance).
Il reste à analyser convenablement les renseignements lus dans la mémoire EEPROM !

Transfert des informations sur le bus I2C

Après la mise en marche ou après une action clavier (ou télécommande), il faut mettre à jour le contenu des registres des CI esclaves. Le contenu des salves SDA dépend de la mise à jour. En régime établi et en absence d'ordre clavier ou télécommande, le contenu des salves (fig. 5.16) est identique. Le micro-contrôleur de *Gestion* (maître) ne fait qu'un rafraîchissement des contenus des registres.

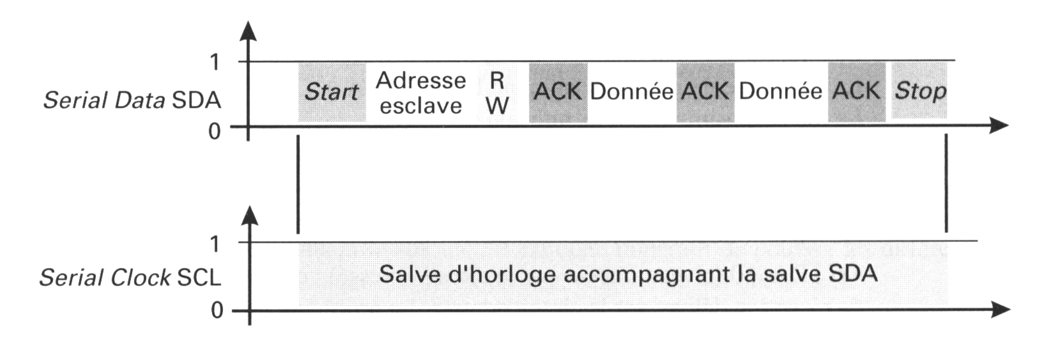


Fig. 5.16 : Contenu d'une salve I2C.

Les informations transmises sont organisées en mots de 8 bits.
Suite au transfert de chaque mot de 8 bits, l'esclave récepteur accuse réception en générant un *acknowledge* (ACK) sur SDA.
Le premier mot de la transmission comporte 7 bits d'adresse et un bit (de poids faible, LSB) permettant de déterminer le sens de transfert des données : si le maître demande une lecture des registres de l'esclave adressé, le bit *read* (R) est à 1. Si le maître demande l'écriture d'un mot dans les registres de l'esclave alors le bit *write* (W) est à 0.
En fin de transmission, le micro-contrôleur de *Gestion* génère la condition de fin de transfert (*stop*) et libère le bus I2C. Les lignes des ports de l'interface I2C du maître passent à l'état haute impédance.

Bus série synchrone et compatibilité avec bus I2C

En mode *Série Synchrone*, il n'y a pas de condition préalable au début du transfert des informations. Il n'y a pas de modification de niveau de SDA pendant l'impulsion de SCL.
La ligne *Serial Data* SDA est organisée pour transmettre des mots de 8 bits.
La ligne *Serial Clock* cadence la transmission et permet, dans le circuit esclave, d'assurer le transfert et le remplissage des registres récepteurs.
Le protocole de la transmission série synchrone ne contient pas l'adresse d'un circuit particulier parmi les circuits câblés sur le bus. Il est donc nécessaire

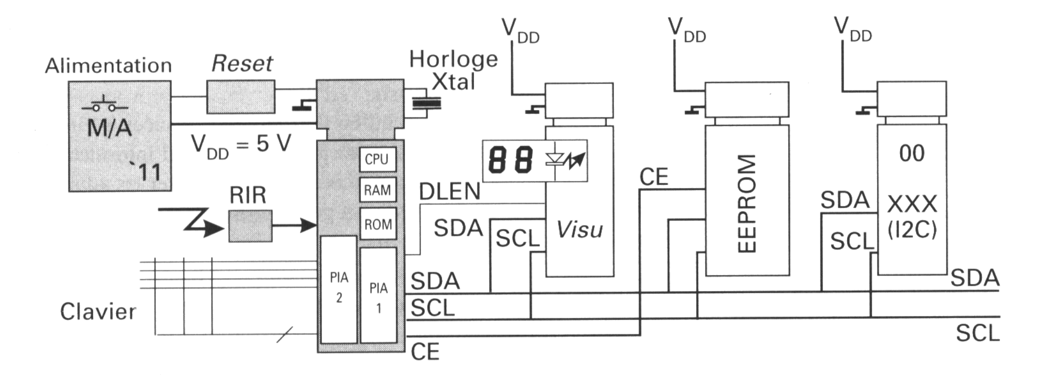


Fig. 5.17 : Liaison mixte série synchrone et I2C.

d'informer le circuit récepteur pour lui permettre de valider les données qui sont transférées (fig. 5.17). Une ligne de validation (DEN pour *Data ENable* ou DLEN pour *Data Ligne ENable* ou STB pour *STroBe* ou encore STR pour *SToRage*, chargement) est affectée à chaque composant intégré esclave.

Dans le chronogramme (fig. 5.18), c'est d'abord l'interface de visualisation (visu) qui reçoit la salve de données : le DLEN est activé alors que la ligne de validation CE à destination de la NVRAM est au niveau bas.

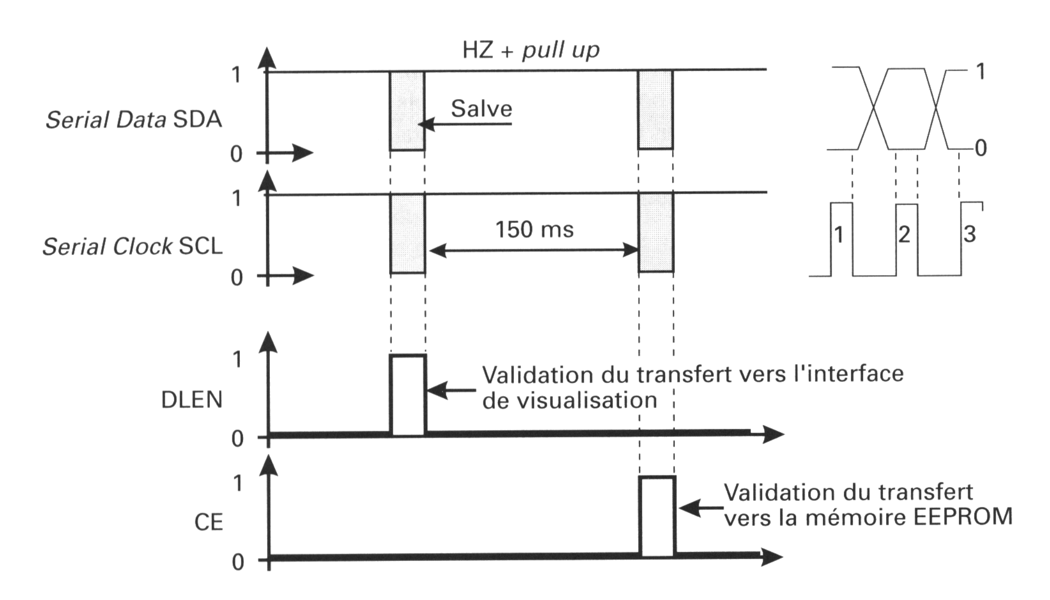


Fig. 5.18 : Chronogramme de fonctionnement des liaisons séries synchrones.

REMARQUE

Si pour une raison quelconque, un parasite électrique venait à provoquer une montée de tension sur la ligne CE alors qu'on transfère des données à l'interface de visualisation (visu), il y aurait risque de prise en compte d'informations erronées par le circuit CNA ! La prudence recommande de limiter les applications d'un tel bus en environnement fortement parasité (matériel embarqué sur véhicule automobile par exemple).

Il peut cependant être nécessaire d'utiliser des circuits n'intégrant pas d'interface I2C, simplement parce qu'ils ont été conçus avant l'élaboration du standard I2C par Philips ou encore parce qu'ils sont initialement destinés à des applications du domaine professionnel.
En outre, cette possibilité permet d'accroître le nombre des circuits intégrés pouvant être adressés.

Condition de transfert

En mode série synchrone, il n'y a pas de condition préalable au début de transfert des informations : pas de modification de niveau de SDA pendant l'impulsion de SCL. De ce fait, un transfert des données en mode série synchrone ne peut pas être reçu et interprété par un composant intégré équipé d'une interface I2C.

Le sens du transfert n'est plus contenu dans le premier mot de 8 bits comportant l'adresse du boîtier puisque les mots de donnée ne transmettent plus l'adresse du boîtier. Une ligne supplémentaire doit être prévue pour permettre la lecture ou l'écriture du contenu de chaque octet, quand par exemple la communication est établie avec une mémoire.

Validation du transfert de données

Lorsque les 8 bits du mot sont chargés dans le registre d'entrée du circuit récepteur, il suffit d'appliquer un niveau haut sur l'entrée *Strobe* (ou *storage*) de façon à valider le contenu du mot. Le schéma structurel de la figure 5.17 montre qu'il est possible d'utiliser des circuits équipés de l'interface I2C et des circuits au standard série synchrone.

Particularité

Les données peuvent transiter d'un circuit récepteur à un autre, les circuits récepteurs étant câblés en série sur la ligne *serial data* SDA. La validation des données transférées s'effectue selon le principe mis en œuvre dans une liaison par bus série synchrone.

LIGNE DE COMMANDE DE TYPE ANALOGIQUE

Le micro-contrôleur est un composant dont la structure interne n'utilise que des circuits de type numérique. Une information analogique présente en entrée doit donc être numérisée. Pour cela, on utilise un convertisseur analogique-numérique (CAN ou ADC pour *Analog Digital Converter*).
D'autre part, il est nécessaire de pouvoir envoyer les informations de type analogique vers des circuits périphériques non équipés d'interface de type I2C-BUS. Les réglages traditionnels de type potentiométrique peuvent être directement gérés à partir d'un PIA *(Programmable Interface Adapter)* interne au micro-contrôleur.

La figure 5.19 montre un port du PIA, programmé en sortie, réalisant la conversion digitale/analogique. Les composants externes assurent la définition des niveaux de sortie (*pull up*) et l'intégration du signal rectangulaire à rapport cyclique variable (PWM pour *Pulse Wave Modulator*).

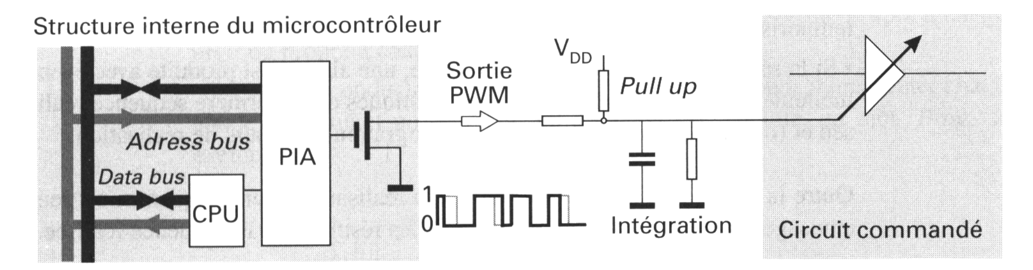


Fig. 5.19 : Structure et principe de fonctionnement du PWM.

Le rapport cyclique varie selon un nombre de pas déterminé par la conversion réalisée au niveau du PIA. La variation de la tension produite se fait par paliers. La valeur de chaque palier dépend de la tension de *pull up* et de la variation du rapport cyclique.
On utilise parfois le terme de EVR (*Electronic Variable Resistor*) pour désigner les commandes analogiques réalisées à partir du micro-contrôleur.

INTERRUPTION ; CHIEN DE GARDE

Interruption

Il peut être nécessaire d'interrompre le fonctionnement du micro-contrôleur lorsque :
– une anomalie est détectée,
– un ordre d'interruption est programmé (durée de fonctionnement limitée, par exemple).

Une information de type HALT ou INT (*interrupt*) stoppe le fonctionnement du micro-contrôleur dès que l'instruction en cours de réalisation est exécutée.

Aucune instruction contenue dans le programme ne peut faire redémarrer l'exécution du programme principal. Il est nécessaire de fournir une donnée extérieure (code secret par exemple) pour permettre le redémarrage du microcontrôleur.

Chien de garde (watch-dog)

Le maître mot de ce concept est prévoir ! En effet, l'un des soucis permanents du concepteur est d'anticiper le dysfonctionnement éventuel, sachant qu'*a priori,* la panne est toujours probable.
Partant de l'idée que le déroulement normal d'un programme peut être perturbé, on met en place un dispositif capable de le contrôler étape après étape : c'est le rôle du chien de garde !

La procédure mise en œuvre est en général relativement simple ; on démarre une temporisation adaptée à la nature de chaque séquence à réaliser :

• Si la séquence se déroule normalement dans l'intervalle de temps prévu, la temporisation est désarmée et initialisée pour le début de la séquence suivante.

• Si la séquence est anormalement longue, une alarme est produite avec éventuellement sauvegarde des états caractéristiques de la dernière séquence réalisée et (ou) demande d'interruption du programme en cours de réalisation.

Outre la mesure du temps nécessaire à la réalisation d'une séquence, on peut envisager de contrôler la vraisemblance des résultats de la séquence réalisée.

ORGANE DE VISUALISATION

La technologie du composant de visualisation (fig. 5.20) détermine en partie les caractéristiques des circuits de commande de l'afficheur. Il est important de connaître les principes de fonctionnement des afficheurs réalisés dans chaque technologie afin de lire et interpréter correctement les schémas.

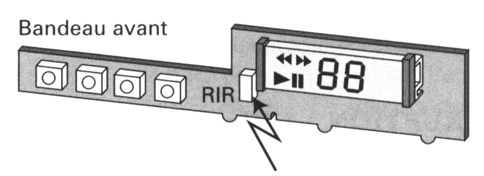


Fig. 5.20 : Bandeau avant **(front board)** *équipé d'un afficheur.*

Voici en résumé les trois lignes de produits existants actuellement.

• La visualisation est réalisée par un afficheur à tube fluorescent, à commande directe (non multiplexée, du type FIP8A8S par exemple, piloté par un circuit interface spécialisé de type MM5445N par exemple) ou à commande multiplexée.

• L'afficheur est composé de segments ou de points (organisés en matrice) réalisés sur la base de diodes électroluminescentes (LED), la commande pouvant être le plus souvent multiplexée.

• L'afficheur est à cristaux liquides ou LCD (*Liquid Cristal Display*). Consommant moins de courant et d'une technologie plus récente, ils s'imposent de plus en plus dans la réalisation des nouveaux produits.

Afficheur à tube fluorescent

Une enceinte de verre dans laquelle on a fait le vide très poussé contient (fig. 5.21) :

• une cathode à chauffage direct constituée de trois filaments ou plus, ces filaments étant montés en parallèle,

• une grille très fine commune à tous les *digits* ou une grille propre à chaque *digit* ou propre à chaque paquet de symboles,

• les anodes conductrices recouvertes d'une couche phosphorescente, chaque anode constituant un segment, un point ou un symbole, un mot (*Prog,* par exemple).

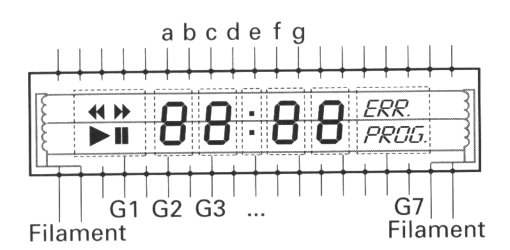


Fig. 5.21 : Aspect d'un afficheur fluorescent, brochage.

Fonctionnement de l'afficheur à tube fluorescent

Les éléments constituant l'afficheur (fig. 5.22) permettent un fonctionnement comparable à celui des tubes triodes à chauffage direct.

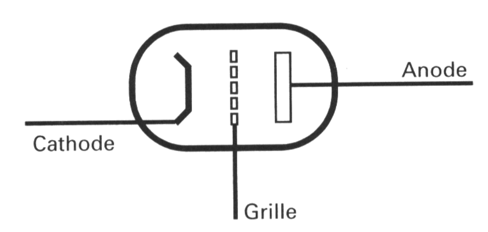


Fig. 5.22 : Symbolisation des électrodes d'un afficheur fluorescent.

La cathode (constituée par les filaments de chauffage) libère, quand elle est chaude, des électrons. Ces électrons, de charge négative, occupent un espace au voisinage de la partie émissive de la cathode. La charge négative des électrons ayant quitté le métal de la cathode est appelée *charge d'espace*.

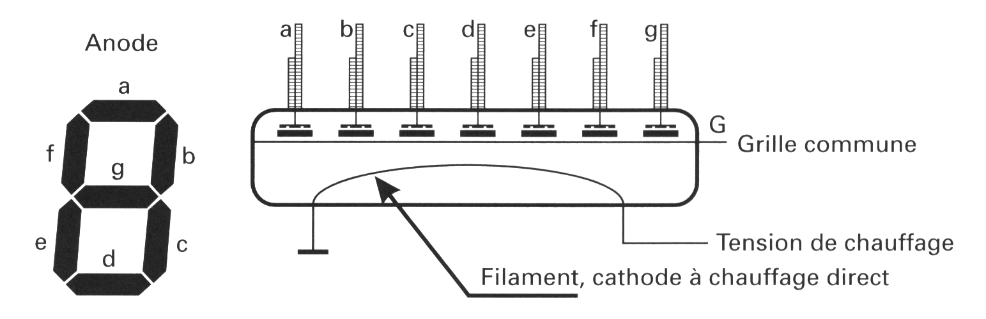


Fig. 5.23 : Disposition des électrodes d'un afficheur fluorescent comportant sept segments.

Le pouvoir émissif de la cathode (constituant aussi le filament dans le cas d'une triode à chauffage direct) dépend essentiellement de la température et de la nature du métal. La tension de chauffage est de l'ordre de 1,6 V à 3 V. La tension de chauffage peut être réalisée par une tension alternative sinusoïdale obtenue directement sur le secondaire d'un transformateur d'alimentation.

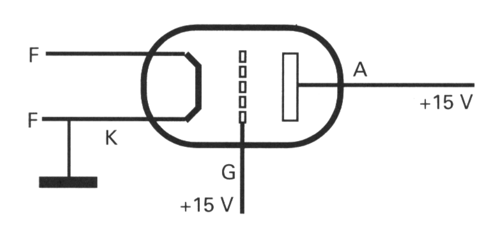


Fig. 5.24 : La cathode est référencée à la masse. Pour capter suffisamment d'électrons et allumer l'anode, il faut appliquer une tension de l'ordre de 15 V sur la grille commune et sur l'anode.

Lorsqu'une anode est portée à un potentiel positif suffisant par rapport à la cathode (de 10 V à 20 V en général), la grille étant elle-même positive par rapport à la cathode, l'anode puise les électrons constituant la charge d'espace (fig. 5.24). Le faisceau d'électrons capté par l'anode transfert une partie de son énergie au phosphore recouvrant l'anode. L'anode devient lumineuse.

En fait, afin de faciliter la compatibilité avec les circuits de commande des afficheurs à tube fluorescent, on polarise négativement la tension de la cathode de l'ordre de – 10 V (fig. 5.25). Une tension positive de l'ordre de 5 V, appliquée sur la grille et sur l'anode, suffit à allumer le segment, le point ou le symbole.
Pour bloquer l'affichage, quand la cathode est référencée sur – 14 V, on applique une tension très négative de l'ordre de – 17 V à – 30 V sur la grille et l'anode.

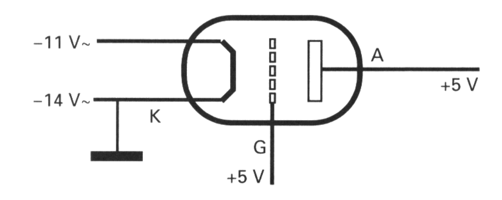


Fig. 5.25 : La cathode est référencée à – 14 V. Une tension de 5 V appliquée sur la grille et sur l'anode est très largement suffisante pour allumer l'anode.

On note que pour obtenir l'extinction d'une anode, il faut bloquer le courant d'électrons de la cathode vers l'anode : le courant d'anode est alors nul.

Afficheurs sept segments ou matrices à LED

Cette solution constitue la solution la plus classique et sans doute la plus simple à mettre en œuvre. Il n'est pas besoin d'utiliser de tension de chauffage et la commande d'une LED est directement compatible avec les circuits logiques habituels fonctionnant en 0 et 5 V.
L'inconvénient majeur de ce type d'afficheur est sa consommation en courant qui est importante : il faut compter de 10 à 20 mA pour allumer une LED !

Afficheurs LCD

Un *cristal liquide* (matériau organique à base de benzoate-ester) présente :

• La propriété d'anisotropie (optique), caractéristique de substances solides. Dans un corps transparent anisotrope, la vitesse de propagation de la lumière varie selon la direction de propagation (revoir le paragraphe *enregistrement d'un MD-MO*, p. 44).

• Le comportement général d'un corps liquide. Il est donc facile de modifier la structure moléculaire et en particulier d'agir sur l'orientation des molécules.

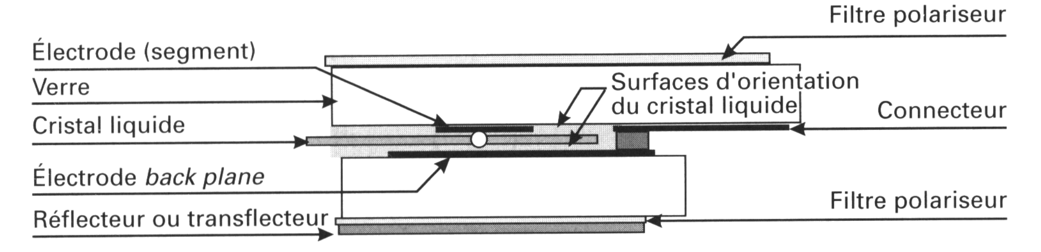


Fig. 5.26 : Structure interne d'un afficheur à cristal liquide.

Le cristal liquide est emprisonné entre deux plaques de verre distantes d'environ 10 µm (fig. 5.26). Des filtres polariseurs sont collés sur les surfaces extérieures de ce *sandwich*.
Des électrodes transparentes (mais électriquement conductrices) déposées sur les surfaces du verre permettent de modifier l'orientation moléculaire du cristal liquide quand un champ électrique est appliqué. Il en résulte une rotation du plan de polarisation de la lumière à l'intérieur du cristal liquide.

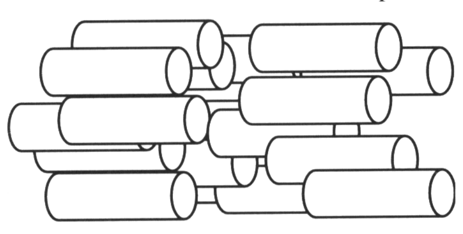


Fig. 5.27 : La technologie LCD utilise le plus souvent un cristal liquide à structure nématique ; les molécules constituant le cristal liquide étant allongées, elles se positionnent parallèlement les unes par rapport aux autres.

L'orientation des molécules du cristal liquide à structure nématique (fig. 5.27) est déterminée, dans l'afficheur, par le positionnement des surfaces d'orientation arrière et avant (*orientation layer*). Ces orientations sont dans la même direction que les filtres polarisants avant et arrière.

La direction de polarisation du filtre avant est perpendiculaire à la direction de polarisation du filtre arrière (fig. 5.28). Les molécules constituant le cristal liquide subissent naturellement une rotation de 90° entre la surface arrière et la surface avant.
Un rayon lumineux (non polarisé) entrant dans le filtre de polarisation arrière est guidé par les molécules du cristal liquide et voit son plan de polarisation tourner de 90° quand le cristal liquide est au repos. Le plan de polarisation du rayon lumineux émergeant est alors parallèle à la direction de polarisation du filtre avant de l'afficheur. Le segment traversé est clair. Ce comportement est illustré par la figure 5.28.

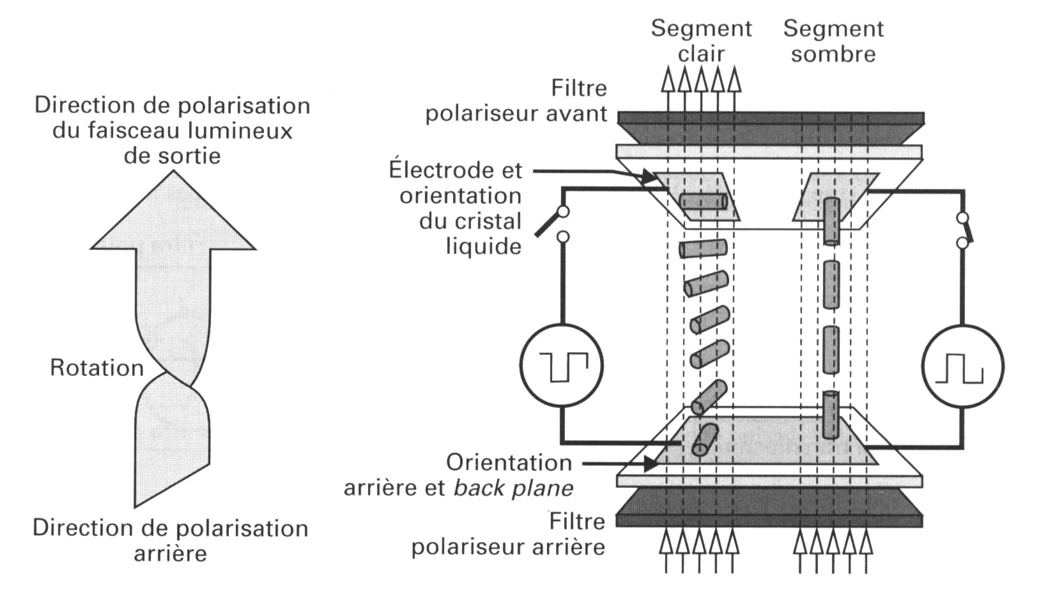


Fig. 5.28 : Principe de fonctionnement de l'afficheur LCD.

Lorsqu'un champ électrique est appliqué entre les électrodes matérialisant un segment, la structure du cristal liquide est désorganisée : le plan de polarisation du rayon lumineux ne subit plus de rotation et ne peut sortir du filtre avant de l'afficheur. Le segment est sombre.

Mode d'éclairage du LCD

On peut considérer qu'il existe trois modes d'éclairage (fig. 5.29) :

• LCD *transmissif* (1) : l'afficheur est éclairé par l'arrière. Une ampoule de petite puissance (linolite) est associée à un réflecteur ou à un guide de lumière.
• LCD *réflectif* (2) : une surface réfléchissante est placée à l'arrière de l'afficheur. Pour fonctionner, l'afficheur utilise la lumière ambiante.
• LCD *transflectif* (3) : un miroir semi-transparent remplace la surface réfléchissante. Cet afficheur peut utiliser la lumière ambiante ou une source lumineuse arrière.

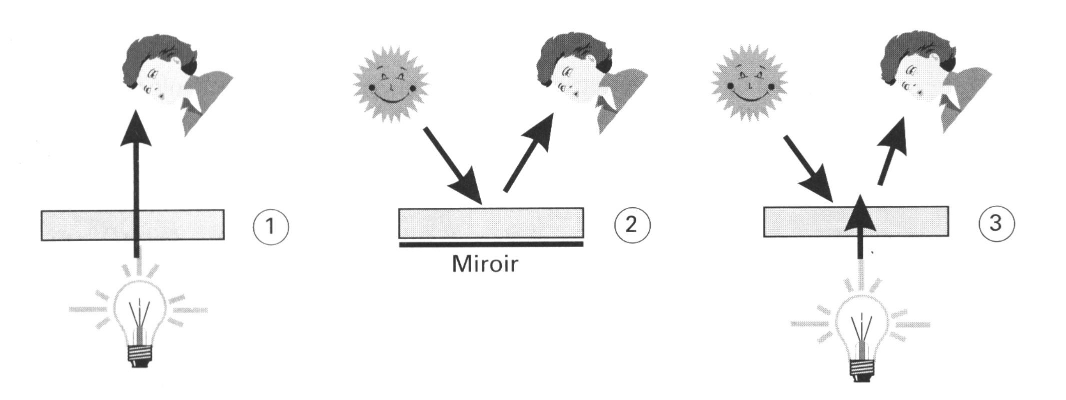


Fig. 5.29 : Les modes d'éclairage de l'afficheur LCD.

Commande de l'afficheur LCD

Les afficheurs LCD doivent être commandés à partir de tensions alternatives. L'application d'une tension continue supérieure à 50 mV peut provoquer la destruction du cristal liquide par électrolyse. La fréquence de fonctionnement est en générale comprise entre 30 Hz et 200 Hz. Le modèle électrique équivalent d'un afficheur est un circuit RC, les valeurs dépendant des surfaces des électrodes. On retiendra que *R* est de l'ordre de quelques centaines de kilo-ohms alors que *C* est de l'ordre de plusieurs nano-farads.

La figure 5.30 résume le principe d'un circuit de commande directe.

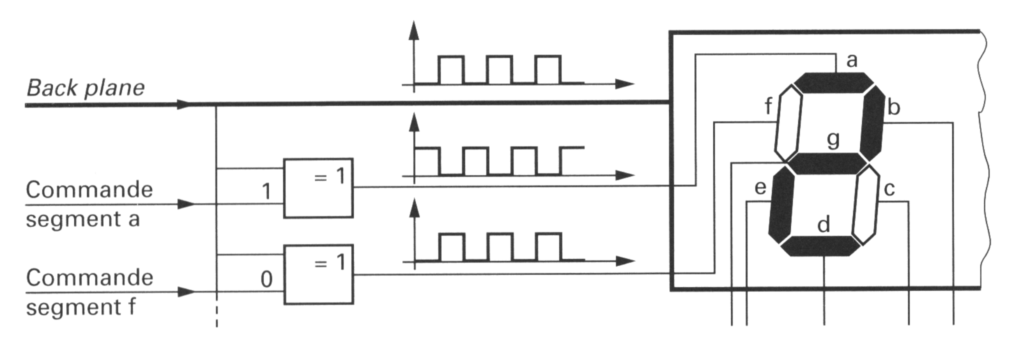


Fig. 5.30 : Principe de la commande directe d'un afficheur LCD.

Dans les applications, on utilise de plus en plus d'afficheur LCD à commande multiplexée. On réduit ainsi considérablement le nombre de connexions. Cette technologie se prête bien à la réalisation de matrice de points pour un affichage alphanumérique.

Conclusion

La lecture du schéma électrique doit nous renseigner sur la technologie de l'afficheur utilisé. Réciproquement, connaissant le principe de fonctionnement de chaque type d'afficheur, il devient plus facile de mettre en évidence un défaut de fonctionnement.

LA TÉLÉCOMMANDE (EN BREF) !

La diode électroluminescente de la télécommande émet un rayonnement lumineux dans le domaine de l'infrarouge (fig. 5.31). Ce rayonnement est capté par le récepteur infrarouge (RIR) câblé sur un port programmé en entrée du micro-contrôleur.

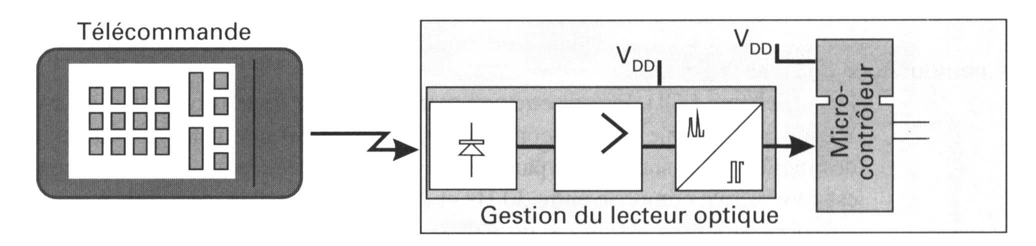


Fig. 5.31 : Télécommande et structure du récepteur infrarouge.

Les messages sont transmis en mode salve (fig. 5.32), la communication entre la télécommande et le micro-contrôleur de gestion étant du type série asynchrone.

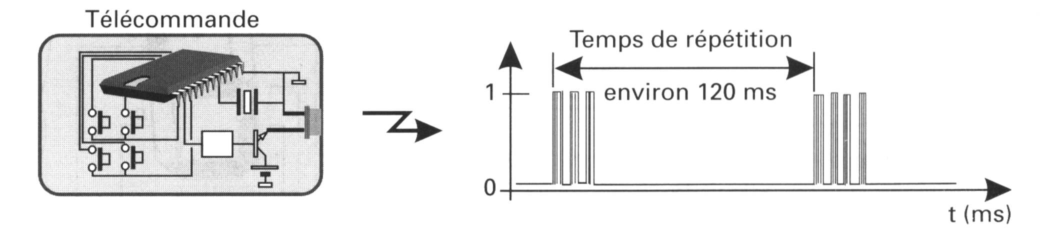


Fig. 5.32 : Principaux composants de la télécommande ; émission en mode salve.

D'autres sources de rayonnements infrarouges peuvent perturber la transmission. Les sources dites statiques (un rayon de soleil, une lampe d'intérieure, etc.) perturbent relativement peu la transmission, à condition qu'un phénomène de saturation ne se produise pas au niveau du récepteur infrarouge (RIR). La protection contre les sources dynamiques (autres systèmes de transmission infrarouge, application domotique par exemple) est relativement très efficace dans la mesure ou les codes émis ne peuvent pas être interprétés par le micro-contrôleur de gestion du lecteur optique.

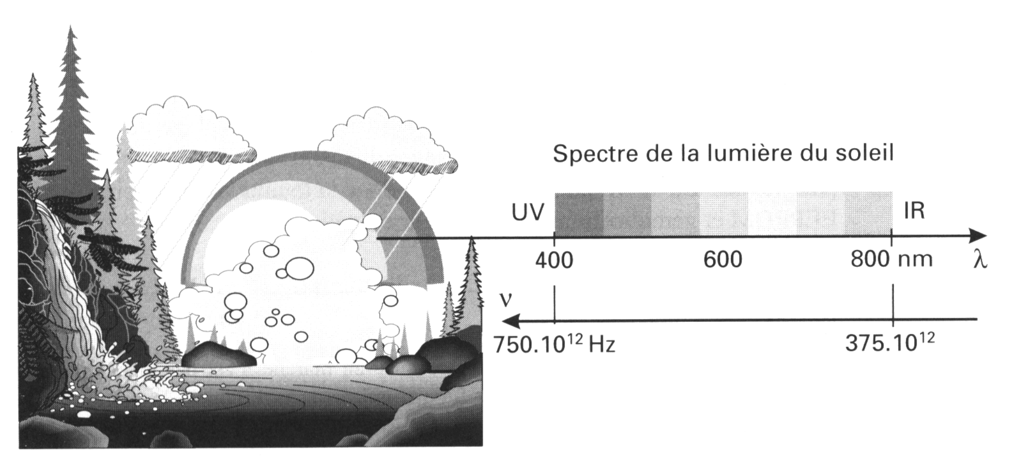


Fig. 5.33 : Analyse spectrale de la lumière solaire.

GESTION : POINTS DE REPÈRE

Lecture de schéma et interprétation

Le micro-contrôleur est le composant essentiel

Pour clarifier l'exposé, nous faisons porter notre étude sur les éléments des châssis DAD2104 ou DAD2124 de Thomson. Ces châssis équipent une partie des lecteurs CD-DA du groupe.

La lecture du schéma structurel (fig. 5.34) montre que la fonction *Gestion* est organisée autour d'un micro-contrôleur référencé EF6805U*.

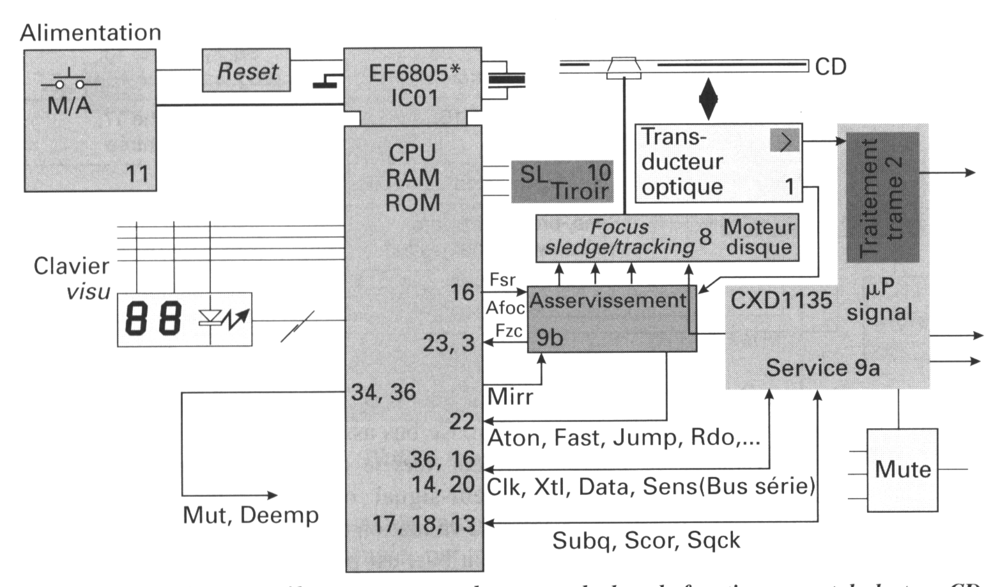


Fig. 5.34 : Le micro-contrôleur occupe une place centrale dans le fonctionnement du lecteur CD (Châssis DAD 2104/2124 de Thomson).

Le châssis DAD2104 n'offre pas toutes les fonctionnalités des châssis plus récents ou de haut de gamme : l'affichage est limité (pas d'affichage alphanumérique), la programmation de lecture d'un CD n'est pas mémorisable, les fonctions *Scan* (lecture de quelques secondes de chaque plage du disque) et *Shuffle* (enchaînement aléatoire des plages du disque lors de la lecture) ne sont pas prévues. Le micro-contrôleur intègre donc la totalité des mémoires RAM, EEPROM et gère directement l'afficheur et le clavier.

REMARQUE à propos du clavier

Sur certains châssis, le bouton de mise en marche n'est pas un interrupteur marche-arrêt mais un contact fugitif, informant directement la gestion d'une demande de mise en marche ou de mise en veille. Il faut veiller à ne pas faire de confusion quant au comportement de la gestion quand une mise en marche est demandée !

Les asservissements sont essentiellement réalisés sur la base de circuits à composants discrets. Chaque ligne d'entrée-sortie des ports de communication du micro-contrôleur est affectée à une liaison particulière. Par contre, les communications avec la fonction *Service* et la fonction *Traitement trame* (ces fonctions étant réalisées par le processeur signal CXD 1135), sont assurées par deux bus de type série synchrone.

	Bus gestion → microprocesseur-signal	**Bus de transfert des sous-codes**
Horloge	Clk, broche 36, prog. en sortie du micro-contrôleur	Sqck, broche 13, prog. en entrée-sortie
Données	Data, broche 16	Subq, broche 17, prog. en entrée
Validation	Xlt, broche 14, transfert sur 8 bits	
	Sens, broche 20, vers micro-contrôleur de gestion	Scor, broche 18, synchro S0 + S1
		Crcf, broche 19, en entrée micro-contrôleur

Le transfert des données (*data*) sur le bus, est synchrone de l'horloge fournie par le micro-contrôleur de gestion. Ce bus assure la transmission de données en provenance du micro-contrôleur vers le circuit de traitement du signal audionumérique (microprocesseur-signal ou DSP pour *Digital Signal Processing*). La ligne *Xlt* permet la validation du transfert organisé en mots de 8 bits. La ligne *Sens*, adjacente au bus, est positionnée en entrée du micro-contrôleur. Cette ligne rend compte de l'acquisition des données transmises et du fonctionnement du circuit microprocesseur-signal (DSP).

Le lecteur CD-DA fonctionnant, il faut transférer vers la gestion les données de synchronisation et de sous-codes (nous reviendrons sur l'organisation des sous-codes et le contenu dans le paragraphe *Organisation des sous-codes selon le standard CD-DA*, p. 217). L'horloge *Sqck* cadence le transfert du sous-code Q vers le micro-contrôleur de gestion. La ligne adjacente CRCF (*Cyclic Redundancy Check Flag*) informe le micro-contrôleur de gestion quand une erreur de lecture s'est produite dans le sous-code.

Le micro-contrôleur de gestion utilise un ou plusieurs processeurs esclaves pour assurer l'ensemble des tâches

Considérons les châssis CD911 ou CD921 (ou encore CD750) de Philips. Ces châssis équipent des lecteurs CD-DA.

La lecture du schéma structurel montre que la fonction *Gestion* est organisée autour d'un micro-contrôleur central référencé 7700 sur le schéma du constructeur, du type MC68HC11*. Ce micro-contrôleur assure la gestion de l'ensemble des automatismes du lecteur et interprète directement les ordres issus du récepteur de télécommande (fig. 5.35). Sur certains châssis (CD750 par exemple), une mémoire extérieure, de type EEPROM repérée 7730, est câblée.

Les périphériques utilisateurs (clavier et affichage) sont sous le contrôle d'un processeur auxiliaire repéré 7400, de type TMP 47C212.

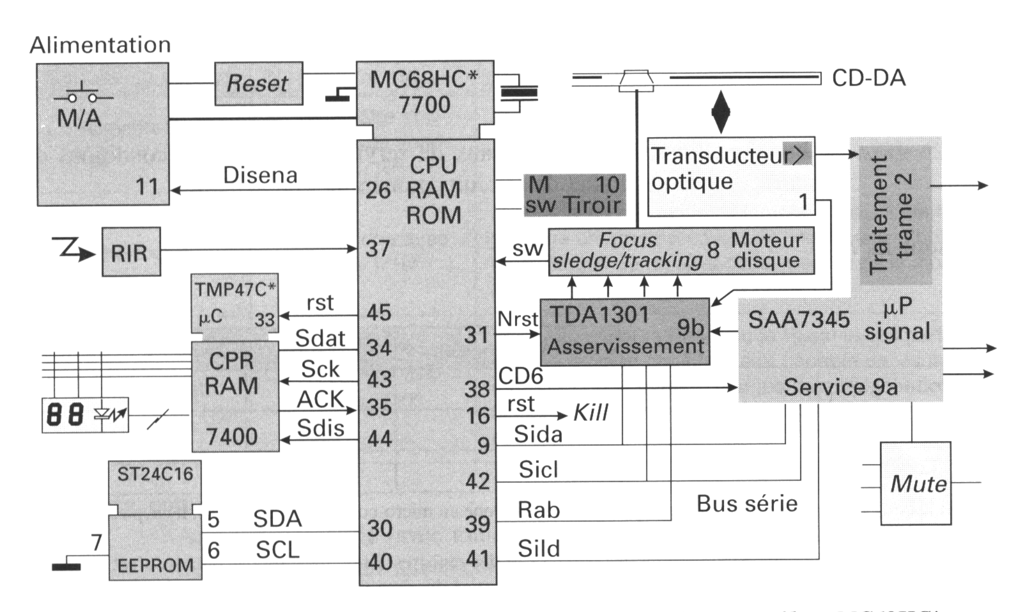


Fig. 5.35 : Le châssis CD911 (Philips) organisé autour du micro-contrôleur MC68HC.*

Les communications du micro-contrôleur (maître) de gestion (CI7700) sont essentiellement assurées par trois bus :

• Un bus série synchrone assure la communication avec le micro-contrôleur esclave CI7400, plus particulièrement en charge de l'affichage et du clavier.

• Un second bus série synchrone permet la communication vers les fonctions *Asservissement* (circuit TDA1301 et composants périphériques) et vers les circuits de traitement trame et service (circuit SAA7345 et composants périphériques).

• En option sur certains châssis, un bus I2C assure la liaison avec la mémoire EEPROM.

Circuit	TDA1301 (asservissement)	SAA7345 (µP-signal, D.S.P.)
Horloge	*Sicl* : serial interface clock	
Données	*Sida* : serial interface data	
Validation	*Sild* : serial interface load	*Rab* : R/W and acknowledge input

Bus	I2C	série synchrone
Circuit	EEPROM, ST24C16	micro-contrôleur, TMP47C*
Horloge	*I2Clk* : SCL	*Sck* : serial clock
Données	*I2Dat* : SDA	*Sdat* : serial data
Validation	—-	ACK : acknowledge
		Sdis : Set display

Vérification des signaux de service

Le bon fonctionnement des signaux de service détermine les conditions de démarrage de la gestion et des circuits numériques en général.

Qui sont-ils ?

	Alimentation, masse	**Horloge**	**Initialisation, *reset***
Porte logique (et, ou, non, etc.)	☒		
Registre, bascule, compteur	☒	☒ (1)	(2)
Logique microprogrammée	☒	☒	☒

(1) : Si le circuit à logique câblée est relié par un bus synchrone au micro-contrôleur (le maître), il est possible d'utiliser l'horloge du bus.

(2) : Dans une logique câblée comportant des bascules et des registres, l'initialisation des circuits n'est pas forcément réalisée : il suffit de verrouiller, au démarrage, les sorties du circuit à zéro. Le circuit ne devient opératoire qu'après le temps nécessaire au remplissage des registres et au passage au fonctionnement établi. Ce fonctionnement rappelle le fonctionnement d'un circuit de *mute* sur une voie audio.

Le schéma de la figure 5.36 reprend l'essentiel des signaux de service du châssis CD921 de Philips.

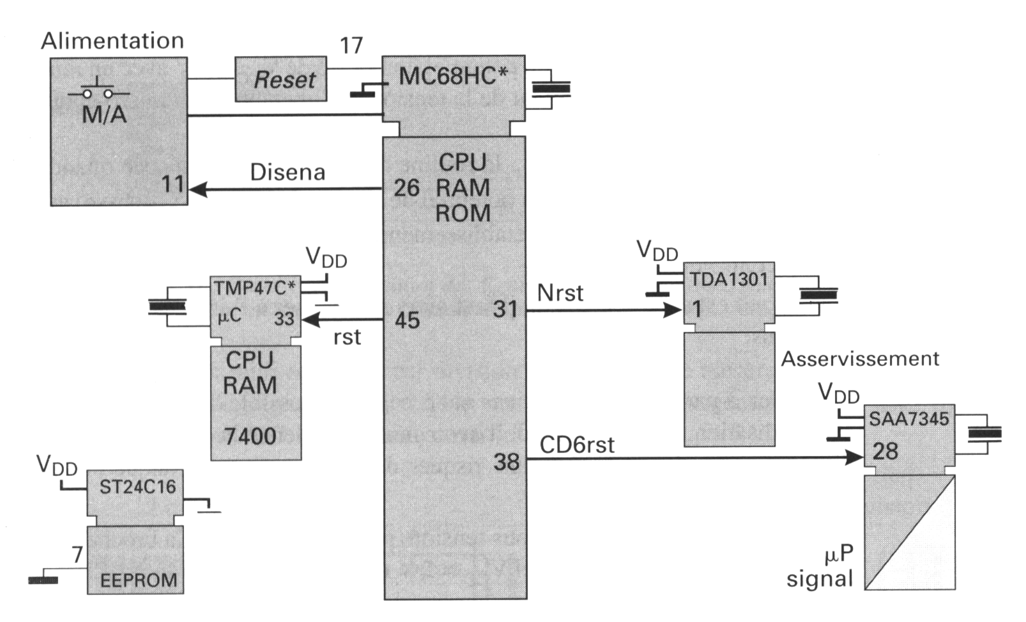


Fig. 5.36 : Bilan des signaux de service mis en œuvre sur le châssis CD921 (Philips).

Comment faire ?

Signaux de service	Matériel de mesure	Remarque
Alimentation V_{DD} = 5V, V_{SS}	voltmètre et oscilloscope sonde au 1/10^e	Valeur précise, en référence aux indications du concepteur. Ondulation très faible en régime établi.
Horloge	oscilloscope avec sonde 1/10^e	Malgré la sonde convenablement réglée, il peut se produire un amortissement de l'oscillateur d'horloge. En cas de défaillance, le résultat de la mesure ne permet donc pas de conclure.
RESET, POR, etc.	oscilloscope avec sonde 1/10^e	Vouloir mesurer le Reset ou le $\overline{\text{Reset}}$ relève parfois de l'abnégation car il faut être capable de visualiser un retard de quelques dizaines de millisecondes, à la mise en marche du lecteur CD, le signal n'étant pas répétitif !

Et encore, comment faire ?

Après avoir vérifié (avec toute la rigueur nécessaire !) la tension d'alimentation et la masse du micro-contrôleur (par rapport à la masse du châssis), on passe aux étapes suivantes.

On vérifie le *reset* du micro-contrôleur, car statistiquement, il pose souvent quelques problèmes quand il met en œuvre un condensateur. Pour cela, on suivra la procédure suivante :

• Lire le schéma et mettre en évidence les composants réalisant le circuit d'initialisation du micro-contrôleur de gestion. Après analyse, on en déduit de quel type est le fonctionnement du circuit d'initialisation, à savoir :

– le circuit est de type *Reset* : la routine d'initialisation est lancée quand la broche d'entrée est portée à un potentiel de l'ordre de V_{CC} = 5 V avec un retard Δt par rapport à l'établissement de la tension d'alimentation du micro-contrôleur,

– le circuit est de type $\overline{Reset}$: la routine d'initialisation est lancée quand la broche d'entrée est portée à un potentiel de l'ordre de V_{DD} = 0 V (masse) avec un retard Δt par rapport à l'établissement de la tension d'alimentation du micro-contrôleur,

– le circuit est de type POR,..., il faut alors se ramener à l'une des conclusions ci-dessus.

• Vérifier, à partir du schéma, dans quels cas il est possible de forcer la routine d'initialisation. Pour cela, on doit avoir mis en évidence la possibilité de réaliser un court-circuit fugitif sans risquer de détruire un quelconque composant :

– alors que le lecteur CD est sous tension, porter fugitivement la broche d'entrée d'initialisation au potentiel V_{CC} = 5 V quand le circuit est du type *Reset*,

– alors que le lecteur CD est sous tension, porter fugitivement la broche d'entrée d'initialisation au potentiel V_{DD} = 0 V (masse) quand le circuit est du type $\overline{Reset}$,

– dans les autres cas, vérifier préalablement qu'on peut se ramener à l'une des manipulations précédentes.

• Surveiller l'évolution de la tension sur l'entrée d'initialisation (*Reset* ou $\overline{Reset}$, etc.) en visualisant la tension à l'oscilloscope.

Étape suivante (ultime étape !), vérifier le fonctionnement de l'oscillateur d'horloge, généralement accordé par un circuit à quartz câblé sur deux broches du micro-contrôleur. Si la mesure, sur au moins l'une des deux broches du quartz, n'est pas concluante malgré l'utilisation d'une sonde au 1/10e, il faut chercher une broche programmée en sortie du micro-contrôleur sur laquelle on pourra mesurer l'image de l'horloge du micro-contrôleur. Par exemple, mesurer le *Serial Clock* SCL normalement présent (par salve).

Vérification d'un bus I2C

1re étape, à ne pas négliger !

Tout commence par une bonne lecture de schéma : repérer les broches de liaison du bus sur le micro-contrôleur ainsi que les éléments de *pull up*. Continuer la lecture en direction des circuits câblés sur les deux lignes du bus.

Images d'un bus I2C en « bonne santé »

La figure 5.38 résume les oscillogrammes visualisés à l'oscilloscope (numérique). La mesure est d'abord conduite avec une base de temps réglée sur

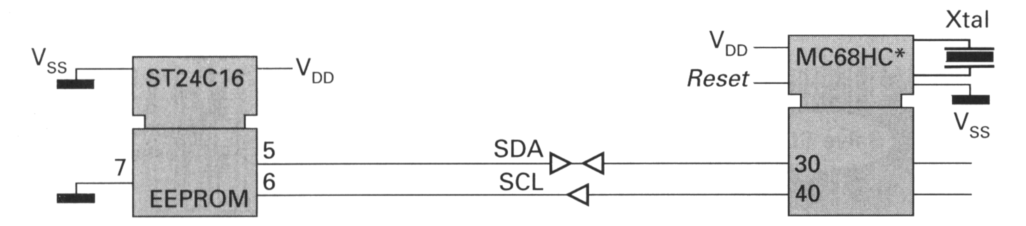


Fig. 5.37 : Outre l'identification des lignes SDA et SCL constituant le bus I2C, il faut aussi mettre en évidence les circuits de* pull up*, ce qui n'a pas été fait sur ce schéma.

deux milli-secondes par division. Cette première mesure permet de contrôler que les signaux SCL et SDA sont présents simultanément sur les deux lignes du bus I2C. On contrôle aussi les niveau 0 et V_{DD} = 5 V.

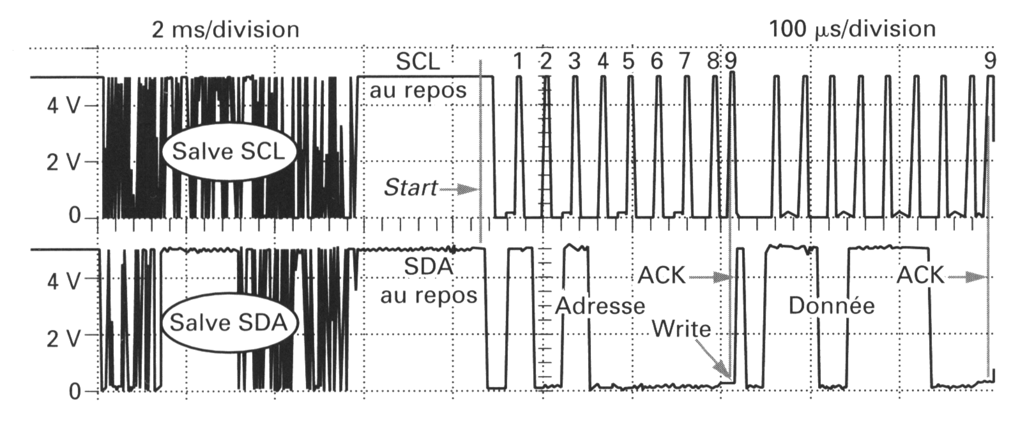


Fig. 5.38 : Mesure des signaux SCL et SDA à l'oscilloscope.

La seconde mesure (fig. 5.38) est réalisée avec une base de temps réglée sur cent micro-secondes par division. Cet oscillogramme permet d'analyser le contenu de chaque salve transférée. Ici, on retrouve en début de salve la condition de *start*, puis l'adresse du boîtier, la condition d'écriture et l'accusé de réception (ACK).

Images d'un bus I2C « malade »

Si, consécutivement à un dysfonctionnement, la ligne SDA du bus I2C est en surcharge, il résulte une perte d'amplitude du niveau correspondant au 5 V (fig. 5.39). Le circuit ou les circuits câblés sur le bus n'interprètent plus le niveau logique correspondant au 5 V d'une transmission normale.

L'adresse générée par le micro-contrôleur ne peut plus être reconnue par le circuit destinataire. Le circuit adressé ne répond donc pas et, par conséquent, l'*acknowledge* ACK n'est pas généré (fig. 5.39). Deux nouveaux essais seront tentés puis la liaison sera interrompue.

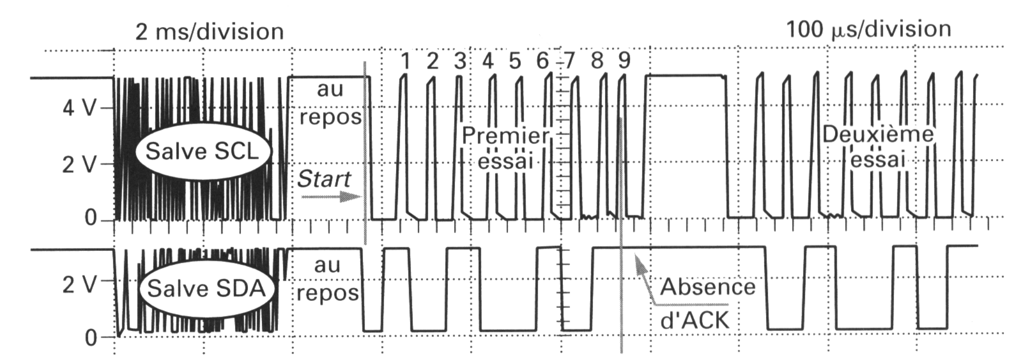


Fig. 5.39 : Mesure des signaux SCL et SDA en présence d'un dysfonctionnement.

Recherche de la cause du défaut

Quand plusieurs boîtiers sont câblés sur un bus I2C, il est possible de débrancher successivement chaque circuit récepteur jusqu'à ce que le niveau de la ligne SDA retrouve son niveau de 5 V normal. Préalablement, on n'aura pas oublié de vérifier les éléments de *pull up* et l'alimentation.

CHAPITRE 6
MÉCANIQUE ET CIRCUITS ASSOCIÉS

MISE EN SITUATION

Avant de pouvoir débuter la procédure de reconnaissance du disque, il est nécessaire de le positionner convenablement pour permettre l'établissement du chemin optique puis la mise en rotation du disque et le suivi de piste.

Dans un lecteur de salon (fig. 6.1), le chargement du disque est réalisé par un ensemble tiroir et moteur tiroir (*tray motor*, *slider motor*).

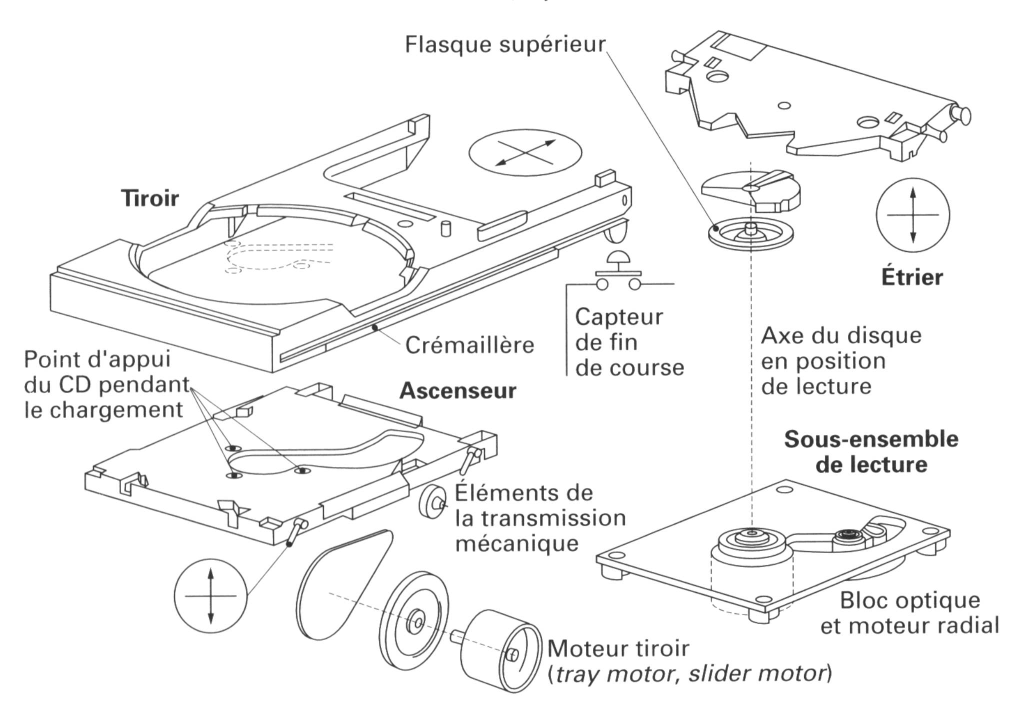


Fig. 6.1 : Vue éclatée de la mécanique des lecteurs monofaisceau (d'après document Philips).

Le tiroir est animé d'un mouvement de translation horizontale lors du chargement du disque ou lors du déchargement (fig. 6.1).
Pendant le chargement, l'ascenseur et le disque sont en position haute (position mécanique). L'étrier supportant le flasque supérieur est relevé. Le capteur de fin de course, quand il existe, est libéré.

En fin de chargement, le tiroir est rentré, l'ascenseur est alors en position basse. Le disque est centré et posé sur le plateau solidaire du moteur disque (*turntable motor*). Le capteur de fin de course (*micro-switch*) est fermé. Quand ce capteur n'est pas câblé, un circuit électronique informe le micro-contrôleur de *Gestion* de la position du tiroir. L'étrier est descendu : le disque est centré et pincé entre le plateau et le flasque supérieur.

Il est bien entendu possible d'utiliser un bloc optique de type triple-faisceau (fig. 6.2). Dans d'autres mécanismes de chargement, l'étrier est fixe. C'est alors le bloc optique et son dispositif de chariotage qui sont montés sur un ascenseur se déplaçant vers le haut afin de pouvoir centrer et presser le disque contre le flasque supérieur pour réaliser les conditions de positionnement du disque avant que la lecture du menu ne puisse commencer.

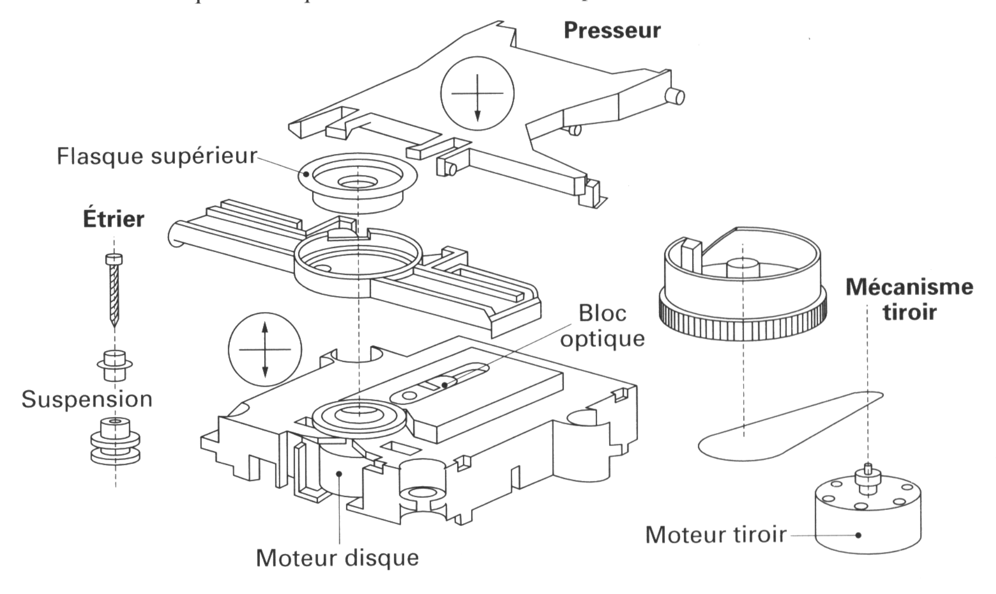


Fig. 6.2 : Vue éclatée de la mécanique des lecteurs triple-faisceau (d'après document Philips).

Moteur à courant continu

Les éléments du moteur

Le stator est la partie fixe du moteur (fig. 6.3). Ce stator, encore appelé inducteur, est monté à l'intérieur du carter en tôle emboutie où sont usinés les points de fixation du moteur sur le bâti.

À ses extrémités, le carter supporte les paliers. D'un point de vue électromagnétique, le stator est constitué d'un aimant permanent ou d'un électroaimant. Un noyau polaire constitué de plaques polaires conduit le flux magnétique vers le rotor.

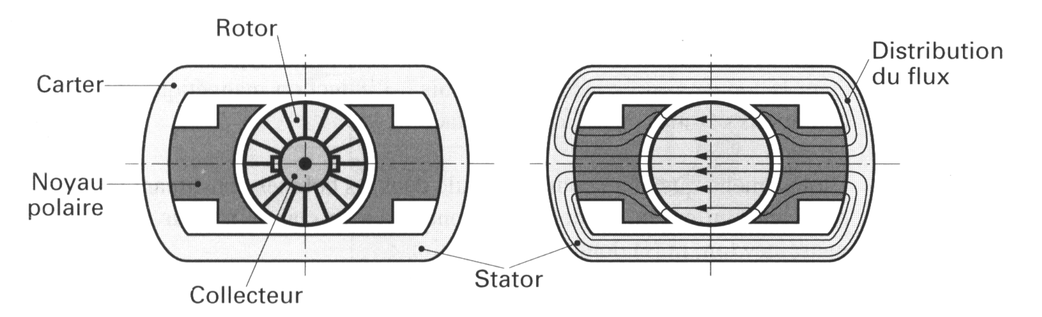


Fig. 6.3 : Les principaux éléments du moteur à courant continu.

Le rotor est monté sur un arbre maintenu par les paliers (la lubrification des paliers est réalisée à la fabrication ; elle limite les frottements et améliore le fonctionnement du moteur). Le rotor, encore appelé induit, est essentiellement constitué par des conducteurs montés en bobines commutées. L'axe central est réalisé à partir de tôles découpées et isolées.
Les bobines commutées du rotor sont alimentées à tour de rôle par un ensemble collecteur-balais fixé sur une des extrémités de l'axe de rotation. Le rotor tourne dans le champ magnétique créé par le stator et vérifie la loi de Laplace.

L'ensemble, rotor et stator, réalise les conditions de fonctionnement suivantes (fig. 6.4) : la bobine, parcourue par un courant I, représente un des éléments du rotor (induit) ; l'induction magnétique B générée par l'aimant, a une direction perpendiculaire à la direction de circulation du courant dans la bobine.

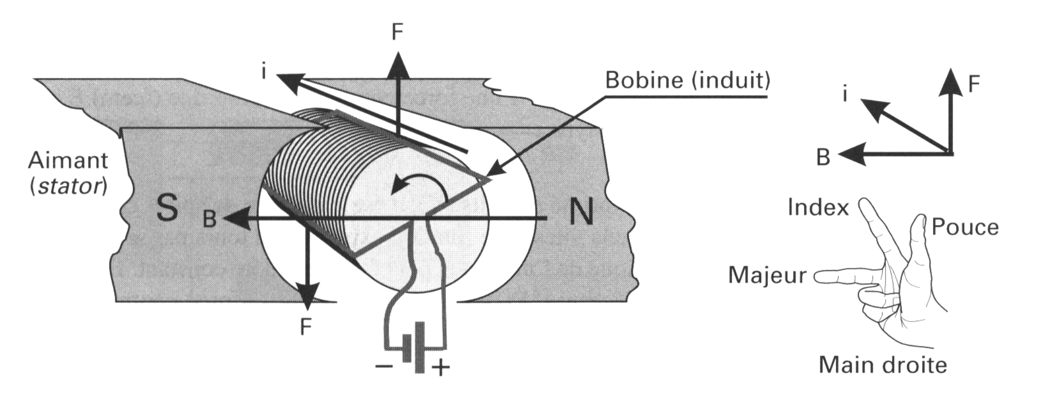


Fig. 6.4 : Principe de fonctionnement du moteur à courant continu.

Il en résulte une force électromagnétique agissant sur le conducteur (loi de Laplace). La direction de la force produite est normale au plan défini par la direction de circulation du courant et la direction de l'induction magnétique.

Le sens de la force électromagnétique produite est rappelé par la règle des trois doigts de la main droite. Le module de la force est du type $F = B.I.L.\sin \alpha$, L étant la longueur du conducteur soumis à l'induction magnétique B dans les conditions définies par la loi de Laplace.

Globalement, quand un courant circule dans les bobines constituant le rotor, il en résulte un ensemble de forces constituant le couple moteur (exprimé en mètre-newton, m.N) donné par la relation :

$$C = k \cdot \phi \cdot i,$$

ϕ mesure le flux de l'inducteur (aimant) et est exprimé en webers (Wb) ; i mesure le courant absorbé (dans les bobines de l'induit) et est exprimé en ampères (A).

Comportement des moteurs à courant continu

Modèle électrique équivalent au démarrage

On considère le rotor au repos. L'inducteur (partie active du stator) est constitué d'un aimant permanent. Le flux magnétique produit par l'inducteur est constant et mesure l'aimantation de l'aimant.

Une source de tension U est connectée au moteur. À cet instant, le circuit électrique n'est constitué que par la bobine du rotor (induit) mise en circuit par l'ensemble collecteur-balais. La bobine est essentiellement caractérisée par sa résistance cuivre appelée R.

Cette résistance est en générale faible (une centaine à quelques centaines d'ohms dans le cas des petits moteurs utilisés pour l'entraînement du tiroir).

Modèle électrique équivalent du moteur en rotation

Considérons la bobine mise en circuit par l'ensemble collecteur-balais. Cette bobine conduit le courant consommé par le moteur. De par sa rotation, elle coupe les lignes du champ magnétique créé par l'aimant permanent (stator).

Cette bobine est alors le siège d'une force contre-électromotrice (fcem) E calculée par la relation du type :

$$E = k' \cdot n \cdot N \cdot \phi$$

E est naturellement exprimé en volts (V), n est le nombre de spires constituant la bobine et N mesure la vitesse de rotation exprimée en tours par seconde. Le flux ϕ est caractéristique de l'aimant et peut être considéré constant. Il est possible de simplifier l'écriture de l'expression donnant la force contre-électromotrice :

$$E = k \cdot N$$

La force contre-électromotrice produite (fcem) est proportionnelle à la vitesse de rotation du moteur.

La tension aux bornes du moteur en rotation est :

$$U = E + R \cdot i$$

Le sens de rotation dépend du sens du courant dans le rotor. Les schémas de la figure 6.5 résument le fonctionnement du moteur.

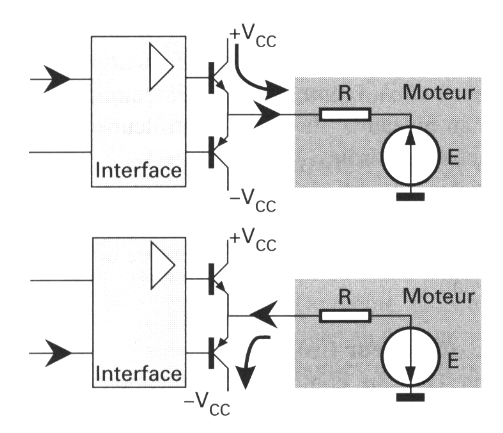


Fig. 6.5 : Le sens de rotation du moteur et la **fcem** *produite dépendent du sens du courant.*

Le sens de rotation du moteur tiroir détermine le mouvement du tiroir : mouvement d'ouverture ou de fermeture. Sur le schéma de la figure 6.5, seul l'un des deux transistors est conducteur lors du fonctionnement du moteur. Au repos, les deux transistors sont bloqués.

COMMANDE DU MOTEUR TIROIR

La mécanique est équipée d'un capteur de fin de course.
Le capteur (*micro-switch*, micro-contacteur), placé sur la mécanique, informe la *Gestion* de la position du tiroir : une information est générée quand le tiroir est complètement rentré (fig. 6.6).
L'information est notée *Tray-switch*, *Caddy-switch*, ou *SLend*, etc., selon les repères donnés par les constructeurs.

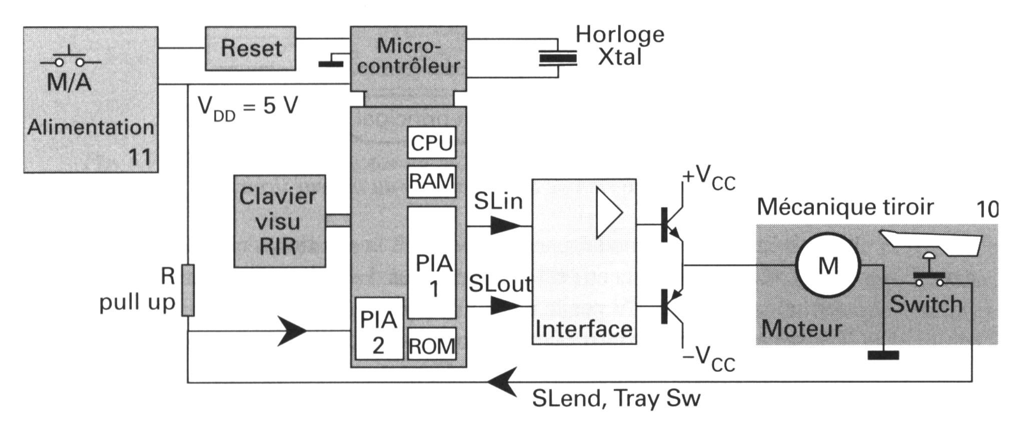


Fig. 6.6 : Circuit de commande et de contrôle de la mécanique tiroir.

Considérons le schéma de la figure 6.6. Quand le tiroir est complètement rentré (tiroir fermé), un bossage convenablement placé sur le tiroir vient fermer le commutateur *switch*. L'entrée Slend (*slider end* en abrégé) ou *Tray Sw* du PIA 2 est alors au niveau 0 : le micro-contrôleur est alors informé de la mise en position rentrée du tiroir.
Quand le tiroir est sorti ou en mouvement (ou en position intermédiaire), le commutateur (*switch)* est libéré : le contact est ouvert. L'élément de *pull up* R tire alors le potentiel de la broche en entrée du PIA 2 au potentiel V_{DD} imposant un niveau 1.

Séquence de commande du moteur tiroir

La fonction *Gestion* contrôle complètement le fonctionnement du tiroir. L'ordre d'ouverture ou de fermeture est donné au clavier (fig. 6.7). La touche de commande est unique. La commande d'ouverture ou de fermeture générée par la gestion peut éventuellement être relayée par la fonction *Asservissement*.

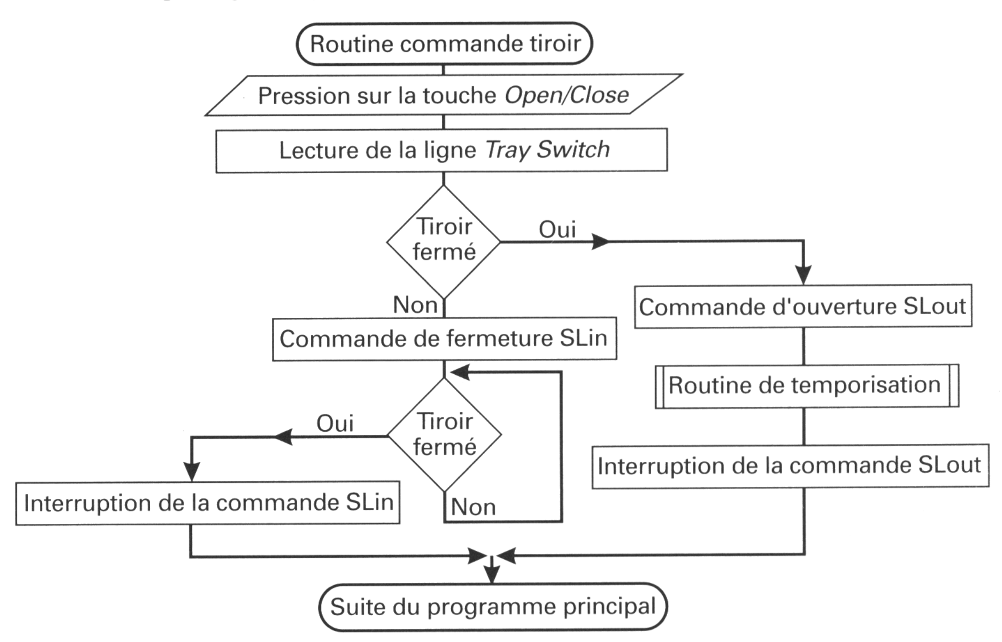


Fig. 6.7 : Algorigramme de commande du moteur tiroir.

Le niveau actif de la commande dépend de la solution technologique adoptée. En général, le niveau actif est un niveau bas. Les lignes de commande au repos sont alors mises à 5 V par le circuit de *pull up*.
La mécanique du tiroir n'étant équipée que d'un seul capteur de fin de course (*micro-switch*), le micro-contrôleur de gestion est renseigné de la fermeture totale du tiroir par la ligne *Tray switch* ou *Tray sw* (fig. 6.6). Si à la lecture de *Tray switch*, le contacteur n'est pas fermé, le tiroir peut être semi-ouvert (position quelconque) ou complètement ouvert.

Le micro-contrôleur de gestion commande alors la fermeture du tiroir, position naturelle de repos ou de fonctionnement du lecteur optique. Le tiroir est alors verrouillé mécaniquement en position fermée.

La mécanique n'est pas équipée d'un capteur de fin de course

Lors de l'étude de fonctionnement du moteur tiroir, nous avons mis en évidence le comportement particulier du moteur au démarrage : on peut mesurer un *courant d'appel* plus important qu'en fonctionnement normal.

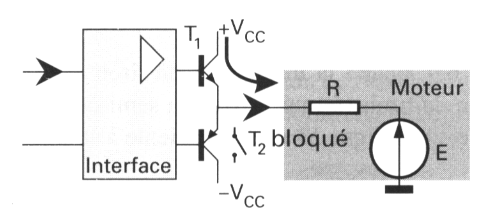


Fig. 6.8 : Quand le moteur tourne, la fcem produite est E = k·N.

De même, la lecture de la loi d'ohm appliquée au moteur montre que la tension à ses bornes dépend de la force contre-électromotrice *E* produite (fig. 6.8), c'est à dire de la vitesse de rotation.
Si le moteur est freiné ou bloqué, la fcem *E* tend vers zéro. Le courant dans le circuit augmente ! Il devient possible de détecter cette augmentation de courant quand le tiroir est en butée (tiroir ouvert ou tiroir fermé).

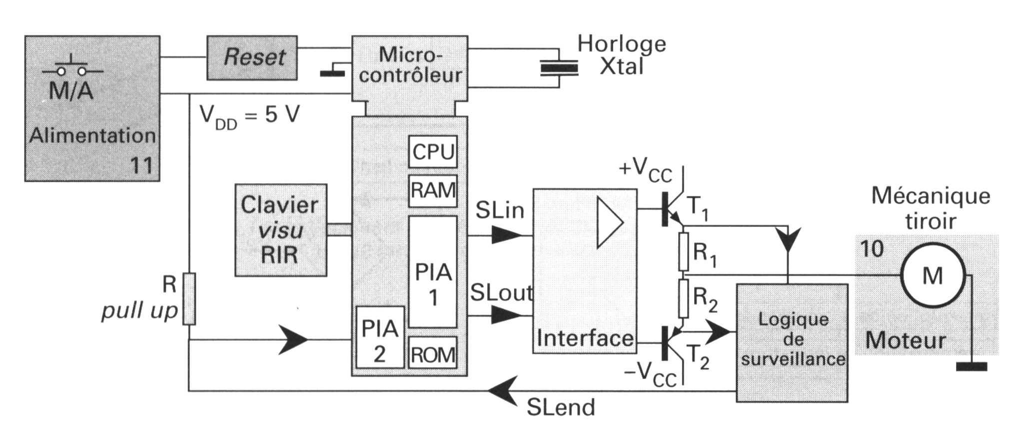


Fig. 6.9 : Circuits de commande du moteur tiroir utilisant une logique de surveillance.

Le schéma proposé figure 6.9 reprend l'essentiel des circuits de commande étudiés dans le premier paragraphe de ce chapitre. On considère que les transistors de puissance T_1 et T_2 fonctionnent en commutation (bloqué - saturé). Le sens du courant dans le moteur détermine le sens de rotation et le mouvement du tiroir.
Au repos, T_1 et T_2 sont bloqués : aucun courant ne circule dans les éléments R_1 et R_2. Les entrées de la fonction nommée *logique de surveillance* sont de l'ordre de 0 V. Le niveau de sortie de la logique de surveillance est à 1.

Quand l'ouverture du tiroir est demandée (*SLout*), le transistor T_2 est saturé. En fin de course, le mécanisme du tiroir bloque le moteur. Le courant dans le circuit d'émetteur de T_2 augmente : la tension aux bornes de la résistance d'émetteur de T_2 devient suffisante pour provoquer le basculement de la logique de surveillance. Un niveau 0 est alors disponible en entrée du PIA 2 et informe la gestion de la fin de course du tiroir.
Une fin de course à la fermeture du tiroir se traduit aussi par un niveau 0 en sortie de la logique de surveillance et informe le micro-contrôleur de gestion (*SLend*).

Séquence de commande du moteur tiroir

Considérant le circuit de la figure 6.9, quand la mécanique du tiroir est au repos, et ce, quelque soit la position du tiroir (fermé, ouvert ou semi-ouvert), aucune information n'est disponible sur la ligne *Slend* (équivalente à la ligne *Tray switch*).
Pour que la *Gestion* soit capable de déterminer le mouvement à donner au tiroir, il faut préalablement avoir mémorisé en RAM le type de la dernière commande tiroir.

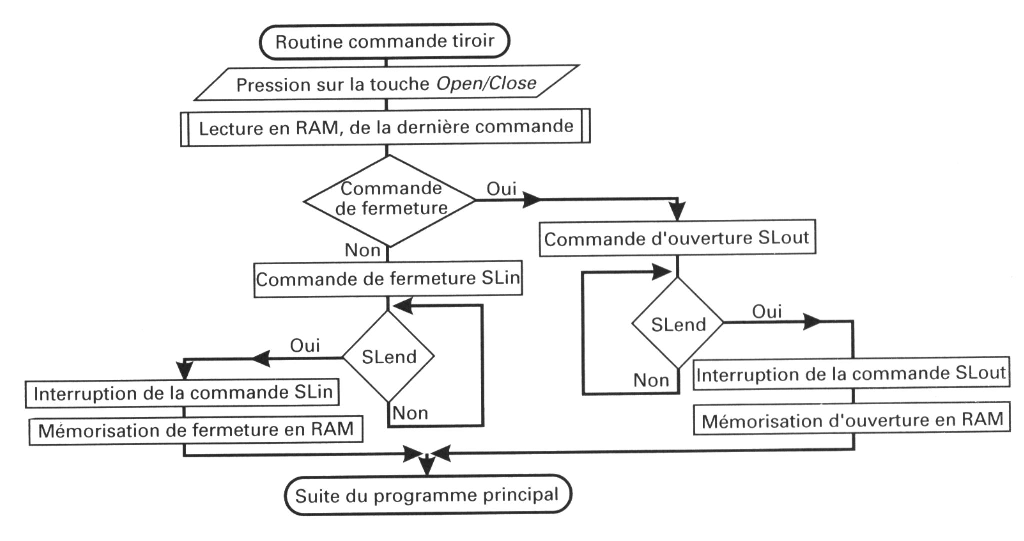


Fig. 6.10 : Algorigramme de commande du moteur tiroir quand la mécanique n'est pas équipée de capteur de fin de course.

Le clavier ne comporte qu'une touche unique pour demander l'ouverture (*open*) ou la fermeture (*close*) du tiroir.
Le micro-contrôleur de gestion génère la commande d'ouverture ou de fermeture vers l'interface de puissance du moteur tiroir (fig. 6.10). Quand la surintensité est mesurée et lue sur la ligne *Slend* (*Slend* au niveau bas), positionnée en entrée du PIA 2, le micro-contrôleur interrompt la commande d'ouverture *SLout* et peut mettre la ligne *SLout* en haute impédance *HZ*.

REMARQUE

Sur la plupart des lecteurs CD de salon, quand le tiroir est ouvert, une pression exercée sur le tiroir est interprétée comme une demande au clavier (touche *open/close*) : le micro-contrôleur de gestion commande la fermeture.

Une pression et un léger déplacement du tiroir provoque la rotation du moteur. En fait, il faut considérer la rotation (même brève) du rotor :

• Le déplacement de la bobine (induit) dans le champ magnétique B de l'aimant (stator, inducteur) se traduit par une modification du flux magnétique ϕ coupé (fig. 6.11).

• La variation de flux dans une bobine induit une force électromotrice E mesurable aux bornes de la bobine.

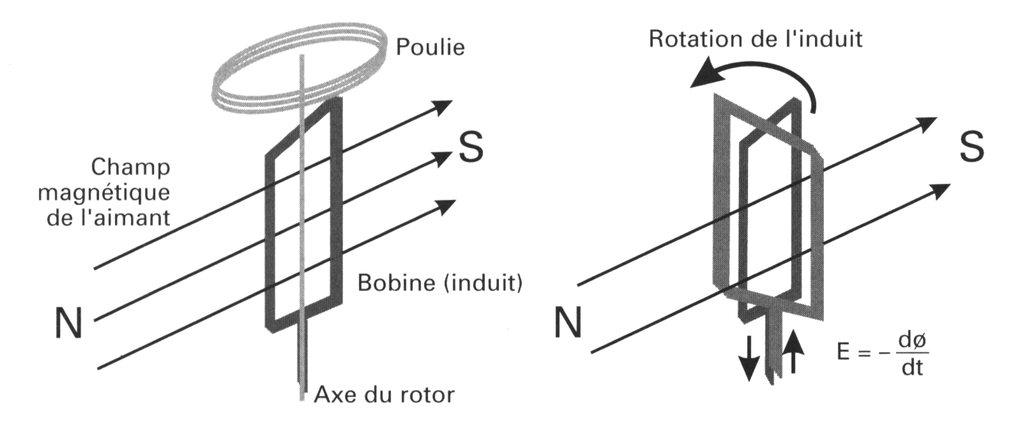


Fig. 6.11 : Le déplacement d'une bobine dans le flux de l'aimant NS induit une force électromotrice **E.**

• La loi de Lenz (physicien russe) rappelle que la tension induite s'oppose à la cause qui est à son origine :

$$E = -\,\mathrm{d}\phi\,/\,\mathrm{d}t$$

Pour être capable de faire la mesure et de déterminer l'existence de cette force électromotrice E, le micro-contrôleur de gestion doit avoir préalablement positionné une des lignes *SLin* ou *SLout* en entrée.

Quand la mécanique n'est pas équipée de capteur de fin de course, le micro-contrôleur mesure l'information de poussée sur le tiroir par la ligne *SLend* préalablement positionnée en entrée (quand le tiroir est au repos, cette ligne n'est plus utile et peut donc être affectée à la surveillance d'une présence de E en provenance du moteur).
La ligne du port de communication (PIA = *Programmable Interface Adaptator*) peut être programmée en sortie ou en entrée.

La figure 6.12 donne une illustration de l'architecture interne permettant ce type de fonctionnement.

Fig. 6.12 : Structure, interne au micro-contrôleur, associée à une ligne bi-directionnelle.

Si un dur mécanique ou si le déplacement du tiroir est empêché lors de l'ouverture, la commande est alors interrompue.

Si on considère un lecteur équipé d'une mécanique ne comportant pas de capteur de fin de course, un dur mécanique provoque le freinage du moteur : la force contre-électromotrice diminue et donc le courant dans le circuit augmente. L'information est de type *SLend* et provoque l'interruption de la commande de sortie du tiroir.

MÉCANIQUE TIROIR : POINTS DE REPÈRE

*Commande du moteur tiroir sur le châssis DAD 21** (Thomson)*

Les éléments R_1 et R_2 réalisent avec le port *SLin* programmé en sortie, le circuit de commande du transistor T_3 (fig. 6.13). Quand la ligne *SLin* du port de sortie est à l'état haute impédance (HZ), aucun courant ne circule dans la branche R_2, R_1. La tension aux bornes de R_2 est nulle et les transistors T_3 et T_4 sont bloqués. Le moteur est à l'arrêt.

Un circuit analogue est réalisé sur la ligne de commande *SLout*. Le tableau suivant résume l'état électrique du circuit quand la ligne *SLout* est à l'état haute impédance (HZ).

SLout	$U_{R_{12}}$	T_{13}	$U_{R_{14}}$	T_{15}	Moteur
HZ	0 V	bloqué	0 V	bloqué	arrêt

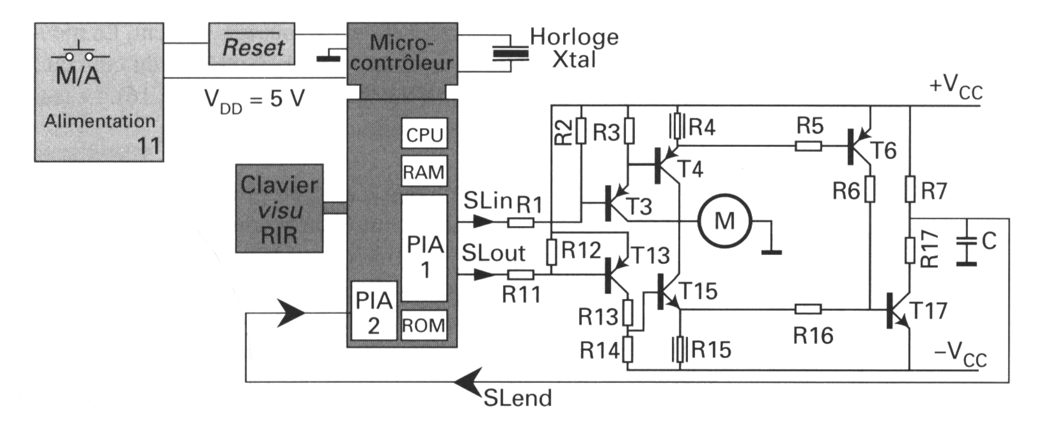


Fig. 6.13 : Structure du circuit de commande du moteur tiroir équipant les châssis DAD 2104 (Thomson).

Commande de sortie du tiroir

Le niveau zéro, sur la ligne de commande *SLout*, permet la circulation d'un courant dans la branche R_{12}, R_{11}. Le transistor T_{13} se sature, entraînant la saturation de T_{15} (fig. 6.14). Le courant *i* circulant de la masse vers – V_{CC} provoque la rotation du moteur. Le tiroir sort.

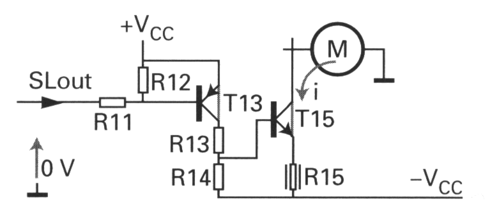


Fig. 6.14 : Mise en rotation du moteur dans le sens tiroir sortant.

Commande de rentrée du tiroir

Le niveau zéro, sur la ligne de commande *SLin*, permet la circulation d'un courant dans la branche R_{02}, R_{01}. Le transistor T_{03} se sature, entraînant la saturation de T_{04} (fig. 6.15). Le courant *i* circulant de la masse vers + V_{CC} provoque la rotation du moteur. Le tiroir rentre.

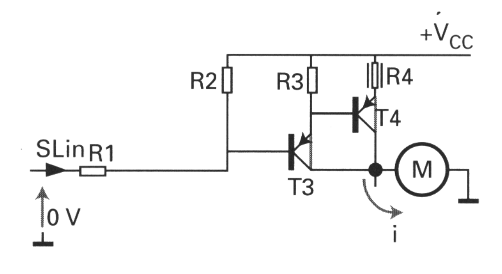


Fig. 6.15 : Mise en rotation du moteur dans le sens tiroir entrant.

Fin de course du tiroir

Lorsque le tiroir est sorti ou en cas de blocage du tiroir lors de la sortie, la rotation du moteur est stoppée en même temps que s'interrompt le mouvement du tiroir. La *fcem* du moteur s'annule et le courant circulant dans le moteur augmente rapidement.

Le niveau zéro, sur la ligne de commande *SLout* est toujours présent. Le mouvement du tiroir est stoppé et le moteur bloqué : l'augmentation du courant *i* entraîne une augmentation de la tension *u* aux bornes de R_{15} (fig. 6.16). La tension u est suffisante pour entraîner la saturation du transistor T_{17}.

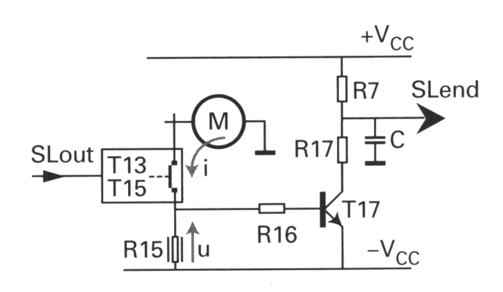


Fig. 6.16 : Au blocage du moteur, l'augmentation de la tension u amène T_{17} à la saturation.

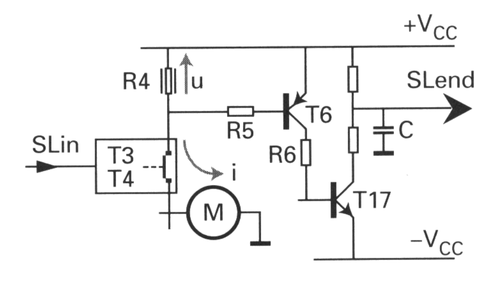


Fig. 6.17 : Au blocage du moteur, l'augmentation de la tension u amène T_6 et T_{17} à la saturation.

La ligne *SLend*, programmée en entrée du micro-contrôleur passe du niveau 5 V au niveau 0 V quand le moteur tiroir est bloqué. Le déroulement du programme interrompt alors la commande *SLout* : le moteur n'est plus alimenté.

De même, si un blocage se produit lors de la rentrée du tiroir ou si le tiroir est complètement rentré, la rotation du moteur est stoppée. La *fcem* du moteur s'annule et le courant circulant dans le moteur augmente rapidement. À cet instant, le niveau zéro, sur la ligne de commande *SLin* est toujours présent.
Le blocage du moteur entraîne l'augmentation du courant *i* et une augmentation de la tension *u* aux bornes de R_4 (fig. 6.17). La tension *u* est suffisante pour entraîner la saturation du transistor T_6 puis de T_{17}.

La ligne *SLend* passe au niveau 0 V quand le moteur tiroir est bloqué. Le déroulement du programme interrompt alors la commande *SLout* : le moteur n'est plus alimenté.

*Commande du moteur tiroir sur les châssis CDI 2** ou CD 9** (Philips)*

La mécanique tiroir utilisée sur les lecteurs CD-DA ou CD-I de la génération 900 est équipée d'un contact capteur de fin de course (fig. 6.18). L'information *Caddy switch* ou *Tray switch* est disponible en entrée du micro-contrôleur de la fonction *Gestion* (repéré *µC servo* sur le schéma synoptique du constructeur).

La tension présente broche 7 du TCA0372 est déterminée par le diviseur de tension constitué des éléments R_3 et R_4. Considérant que $R_3 = R_4$ et que le pont est alimenté sous une tension $V_{DD} = 5$ V, la tension broche 7 du TCA est de l'ordre de 2,5 V.

Au repos, c'est-à-dire en absence de commande de sortie ou de rentrée du tiroir, la tension broche 8 est identique à la tension broche 7. La tension *Reset* mesurée sur la broche de commande du micro-contrôleur est donc de 2,5 V.

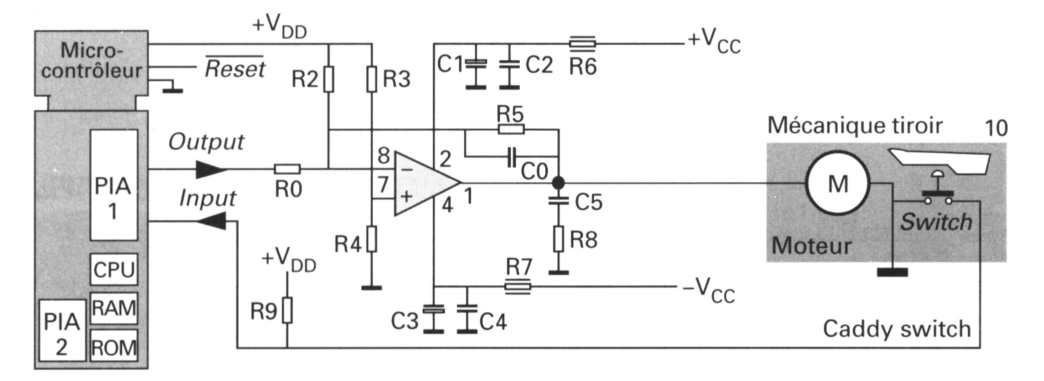


Fig. 6.18 : Structure du circuit de commande du moteur tiroir équipant les châssis 900 (Philips).

Commande µC	$U_{pin7} = U_{pin8}$	U_{pin1} (sortie)	Moteur
HZ	2,5 V	0 V	arrêt

On note la présence des éléments de *pull up*, aussi bien sur la ligne de commande (*Output*) normalement programmée en sortie, que sur la ligne du capteur de fin de course (*Input*) programmée en entrée. Enfin, la cellule R_8, C_5 amortit les variations de tension rapides dues à la commutation.

Commande de sortie du tiroir

Le tableau suivant donne les tensions présentes sur le circuit (fig. 6.18).

Mouvement du tiroir	Commande	Tension broche 1	Moteur
Tiroir au repos (*rest position*)	2,5 V	0 V	arrêt
Tiroir sortant (*tray is opening*)	0 V	5 V	fonctionne

Quand la tension de commande (*Output*) tombe à 0 V, la tension de l'entrée inverseuse, broche 8, devient (2,5 – ε) volts et provoque une montée de la tension de sortie. La tension de sortie est pratiquement fixée par V_{DD} et R_2 ; R_5.

Commande de rentrée du tiroir

Quand la tension de commande (*Output*) monte à 5 V, la tension de l'entrée inverseuse, broche 8, devient (2,5 + ε) volts et provoque une diminution de la tension de sortie jusqu'à atteindre – 5 V.

Mouvement du tiroir	Commande	Tension broche 1	Moteur
Tiroir au repos (*rest position*)	2,5 V	0 V	arrêt
Tiroir entrant (*tray is closing*)	5 V	– 5 V	fonctionne

Commande du moteur tiroir des châssis CDP 270/470 (Sony)

On remarque que la mécanique tiroir (fig. 6.19) est équipée d'un capteur de fin de course à deux contacts : un contact informe le micro-contrôleur de gestion de la position fermée du tiroir, l'autre contact étant activé quand le tiroir est complètement ouvert.

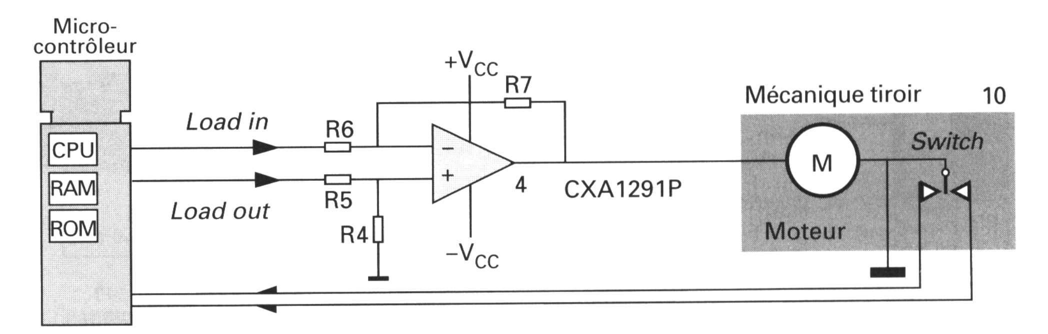


Fig. 6.19 : Structure du circuit de commande du moteur tiroir équipant les châssis CDP270 (Sony).

Les états électriques en fonctionnement sont résumés par le tableau suivant.

Mouvement du tiroir	Tension sur les lignes de commande		Tension broche 4
Tiroir sortant (*tray is opening*)	*Load in* = 0 V	*Load out* = 5 V	+ 5 V
Tiroir entrant (*tray is closing*)	*Load in* = 5 V	*Load out* = 0 V	– 5 V
Tiroir au repos (*rest position*)	0 V	0 V	0 V

CHAPITRE 7
ANALYSE DE FONCTIONNEMENT AU DÉMARRAGE

MISE EN SITUATION

Le lecteur optique est par définition un dispositif complexe et il est bon de rappeler qu'à la mise sous tension, le lecteur est totalement *aveugle*. D'autre part, certains éléments sont fragiles et ne doivent pas être mis sous tension sans certaines précautions, sous peine d'en raccourcir la durée de vie !
À la mise en marche (par l'interrupteur secteur, par exemple, quand il s'agit d'un lecteur de salon), la procédure de démarrage du lecteur optique est totalement prise en charge par la fonction *Gestion*.

Dans ce chapitre, nous allons décrire les étapes successives de la mise en route du lecteur optique et donner les indices permettant de diagnostiquer les causes d'un dysfonctionnement. Pour bien assimiler ce chapitre, il est souhaitable de prendre un appareil et de vérifier le déroulement des séquences.

REMARQUE IMPORTANTE

Lors de la prise en charge d'un lecteur optique, le technicien doit préalablement s'assurer de l'état global de l'appareil et respecter les prescriptions de sécurité fixées par le code du travail et les recommandations du constructeur.

1RE ÉTAPE : LE DÉMARRAGE DE L'ALIMENTATION

À la fermeture de l'interrupteur secteur ou de l'interrupteur marche/arrêt, les tensions produites en sortie des circuits régulateurs *montent*. En tout état de cause, il peut être nécessaire de rappeler ce qu'est une ligne d'alimentation.
Pour simplifier, mais sans sacrifier à la rigueur, nous pouvons considérer l'organisation fonctionnelle donnée par la figure 7.1.

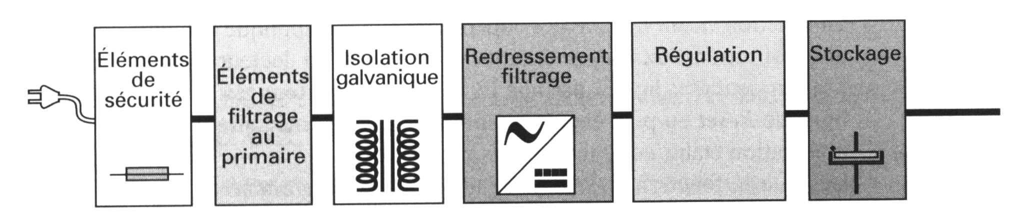


Fig. 7.1 : Organisation fonctionnelle de l'alimentation du lecteur optique.

L'alimentation utilise un régulateur de type dissipatif, ce qui représente la majorité des dispositifs utilisés dans les lecteurs optiques. Néanmoins et pour généraliser, s'il est possible d'envisager l'utilisation d'alimentation à découpage, on retiendra que les tensions produites par la fonction alimentation peuvent se résumer par le schéma de la figure 7.2.

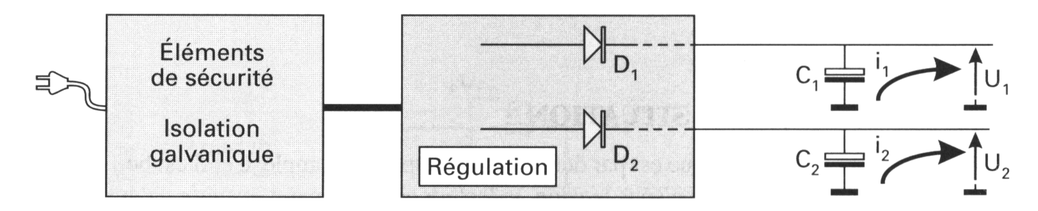


Fig. 7.2 : Les tensions fournies par les lignes d'alimentations sont mesurables aux bornes des condensateurs électrochimiques.

À la mise en marche, les tensions produites par l'alimentation *montent* progressivement : les condensateurs C_1 , C_2 , etc. se chargent. Les circuits de charge câblés sur U_1 , U_2 , etc. entrent en fonctionnement (et consomment les courants i_1 , i_2 , etc.).

Les tensions produites par l'alimentation s'établissent selon un ordre qu'il est difficile de déterminer et qu'il est pratiquement impossible de modifier. Cette situation laisse à penser que les fonctions peuvent démarrer dans un ordre plus ou moins aléatoire qu'il sera nécessaire de contrôler.

2E ÉTAPE : L'INITIALISATION ÉLECTRONIQUE

Les circuits numériques mettant en œuvre des bascules, des registres ou des compteurs se positionnent dans des états qu'il est impossible de déterminer (soit 0, soit 1), lors de la montée de la tension d'alimentation.

Les circuits numériques réalisant la fonction *Gestion* (fig. 7.3) doivent être initialisés dès que l'alimentation V_{DD} est établie : cela signifie qu'il faut mettre à 0 tous les contenus des registres et des compteurs. La routine de *Reset* est lancée afin d'affecter (ou d'écrire) aux registres et compteurs les valeurs fixées par la première instruction du programme principal.

La fonction *Gestion* étant alors opérationnelle, on applique la même opération d'initialisation aux autres circuits numériques du lecteur optique. L'initialisation peut être lancée par une ligne commune à tous les circuits et appelée ligne de *Reset* ou peut être programmée par l'intermédiaire d'un bus de communication établi entre les circuits numériques.
Dès que la fonction *Gestion* est initialisée, le programme principal démarre. L'affichage démarre et donne les premières informations sur l'état de fonctionnement du lecteur.

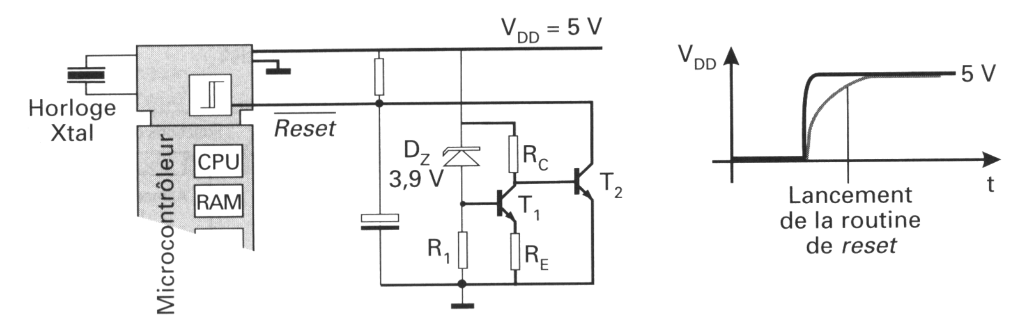


Fig. 7.3 : Rappel des signaux de service nécessaires au démarrage du micro-contrôleur.

La fonction *Gestion* active le circuit de *Silence* (*mute*).

Outre les tâches de scrutation du clavier, permettant de dérouter le déroulement du programme principal vers un programme de fonctionnement en *mode service* destiné aux opérations de maintenance, la fonction *Gestion* prend en charge les fonctions nécessaires à la lecture et à la reconnaissance du disque (CD-DA, CD-I, photo-CD, vidéo-CD, CD-ROM XA, etc.) et l'initialisation mécanique est réalisée :

– le tiroir est rentré,

– la position du bloc optique est initialisée en butée vers le centre (quand il s'agit d'un bloc optique trois faisceaux conventionnel) ou à mi-course (quand il s'agit d'un bloc optique mono-faisceau),

– les asservissements de focalisation et de suivi de piste sont inhibés.

NOTE

Quand le lecteur optique est un portable (type baladeur), le lecteur ne comporte pas de motorisation du tiroir qui est entièrement mécanique. Un contact (*switch)* informe la *Gestion* quand la fermeture est réalisée. Si le logement du disque reste ouvert (ou si le contact n'est pas établi suite à un dysfonctionnement), le programme principal est interrompu.

Tout en scrutant cycliquement le clavier et les autres entrées, le programme principal enclenche ensuite la procédure de lecture du TOC (ou *Menu*) et le processus de reconnaissance du type de disque, la présence d'un CD n'étant pas forcément nécessaire.

RÉCAPITULATIF : ALGORIGRAMME DE DÉMARRAGE DU LECTEUR

À l'algorigramme de démarrage du lecteur optique (fig. 7.4), on a associé les fonctions concernées. Si on constate qu'une interruption se produit dans le déroulement des séquences, c'est qu'un dysfonctionnement vient de se produire.

L'algorigramme nous aide alors à déterminer quelle séquence n'est pas réalisée et par suite, quelle fonction est inopérante.

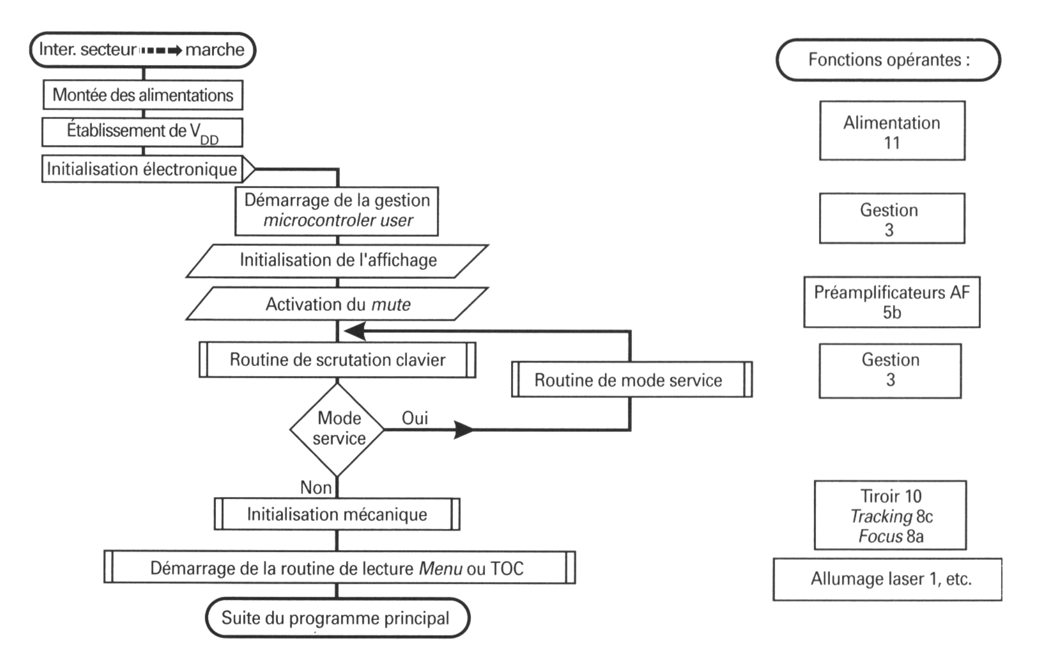


Fig. 7.4 : Algorigramme de démarrage du lecteur optique et fonctions associées.

À ce stade de l'étude du lecteur optique, en analysant correctement l'enchaînement des séquences au démarrage du lecteur, il est possible de vérifier le bon fonctionnement de la fonction *Alimentation* et de la fonction *Gestion*.
Si un problème se présente, nous pouvons affiner notre analyse en demandant une ouverture du tiroir par une commande au clavier.

Analyse de dysfonctionnement au démarrage

L'algorigramme (fig. 7.6) présenté en fin du chapitre, tente de résumer les cas pouvant être constatés et permet de déterminer la fonction en probable dysfonctionnement.
Quelque soit la panne, on cherche d'abord à déterminer la fonction ou le groupe de fonctions qui est à l'origine du dysfonctionnement (fig. 7.5). Le technicien cherche à mettre en œuvre les différents organes de l'appareil afin d'affiner son diagnostic.

Quand la fonction en cause est déterminée avec une quasi-certitude, une lecture et une analyse du schéma permettent d'en déterminer les entrées et sorties.

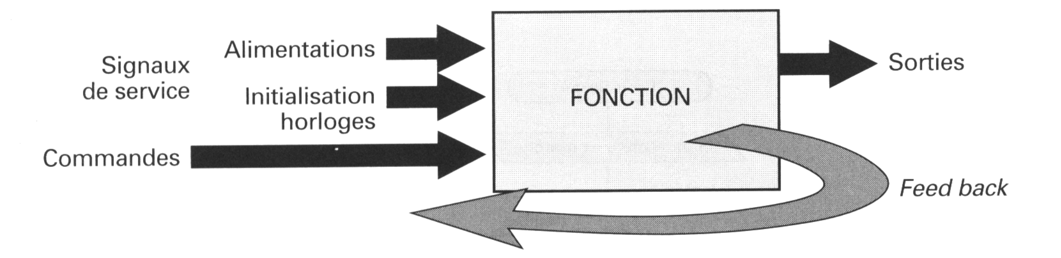


Fig. 7.5 : Inventorier d'abord les alimentations et les lignes de masse (masse numérique et masse analogique).

Quand les circuits sont numériques, on cherche à déterminer les autres signaux de service : les horloges, le *Reset*.
Sur certaines fonctions analogiques, on identifie les entrées prioritaires, ces entrées validant ou non la fonction.
Côté sortie, on distingue les sorties naturelles répondant à la définition même de la fonction, des sorties *feedback*, lignes de retour permettant de réaliser des asservissements, des *fins de course* ou des sécurités de fonctionnement.

L'étude théorique de fonctionnement permet de connaître et de comprendre les signaux d'entrée et de sortie. En outre, on détermine l'ordre dans lequel sont conduites les mesures permettant de situer le composant défectueux.

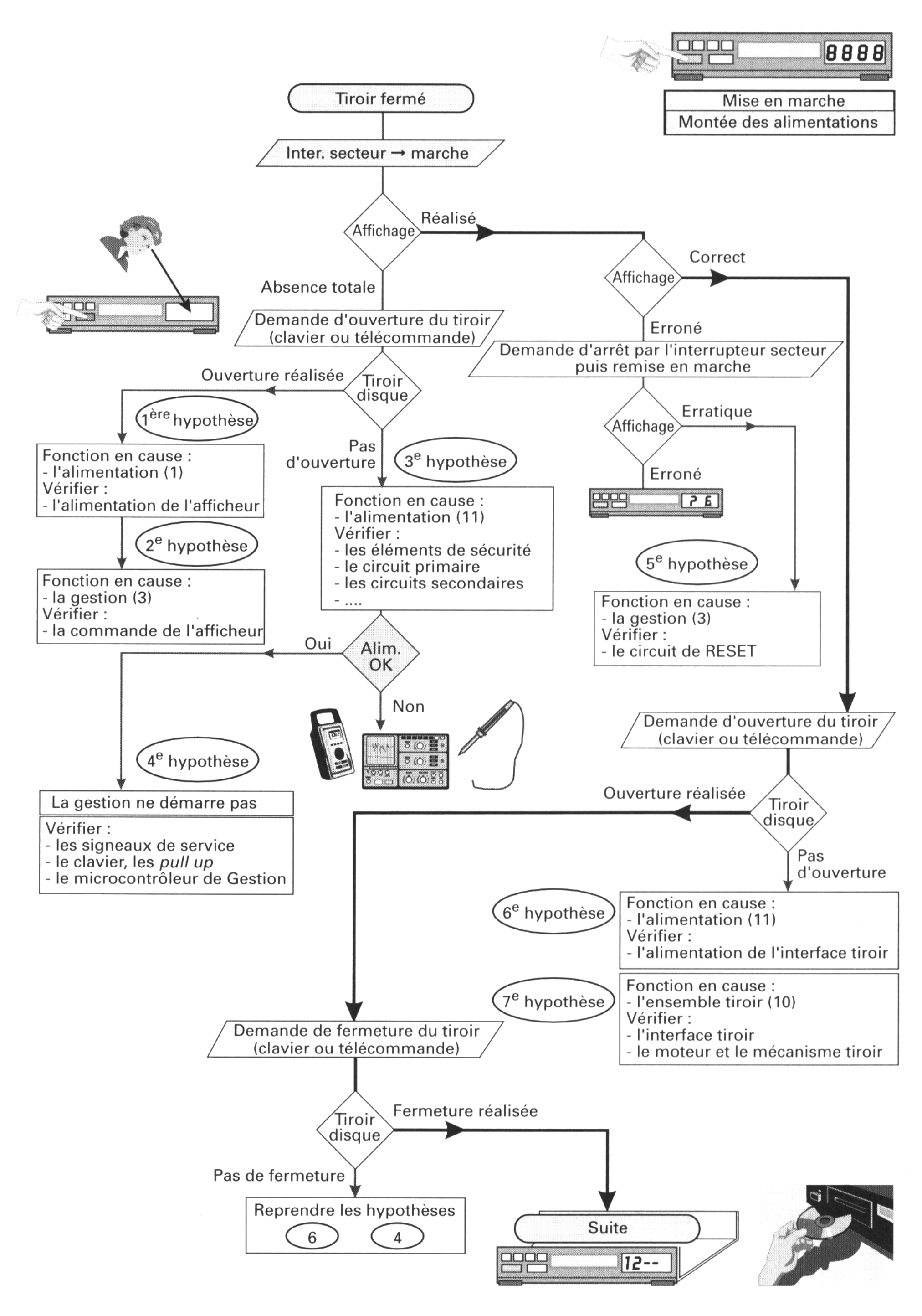


Fig. 7.6 : Conduite d'une analyse de dysfonctionnement au démarrage d'un lecteur optique.

DEUXIÈME PARTIE

Asservissements

Chapitre 8	Optique des lecteurs CD et MD
Chapitre 9	Asservissement de focalisation
Chapitre 10	Asservissement de suivi de piste
Chapitre 11	Procédure de lecture du TOC ou Menu

CHAPITRE 8
OPTIQUE DES LECTEURS CD ET MD

On peut considérer qu'il existe aujourd'hui deux grandes lignes de produits :

• Les lecteurs équipés d'un bloc optique *monofaisceau.* Le suivi de piste est alors réalisé sur la base d'un moteur radial.

• Les lecteurs équipés d'un bloc optique *triple faisceau.* Le suivi de piste est réalisé en déplaçant le bloc sur un chariot, le réglage fin étant obtenu par un asservissement radial de la position de la lentille de focalisation (actuateur deux directions).

BLOC OPTIQUE MONOFAISCEAU

Ensemble bloc optique - Moteur radial

Ces blocs optiques et les mécanismes associés (fig. 8.1) sont essentiellement développés par Philips. Le bloc optique est monté directement sur le moteur radial.

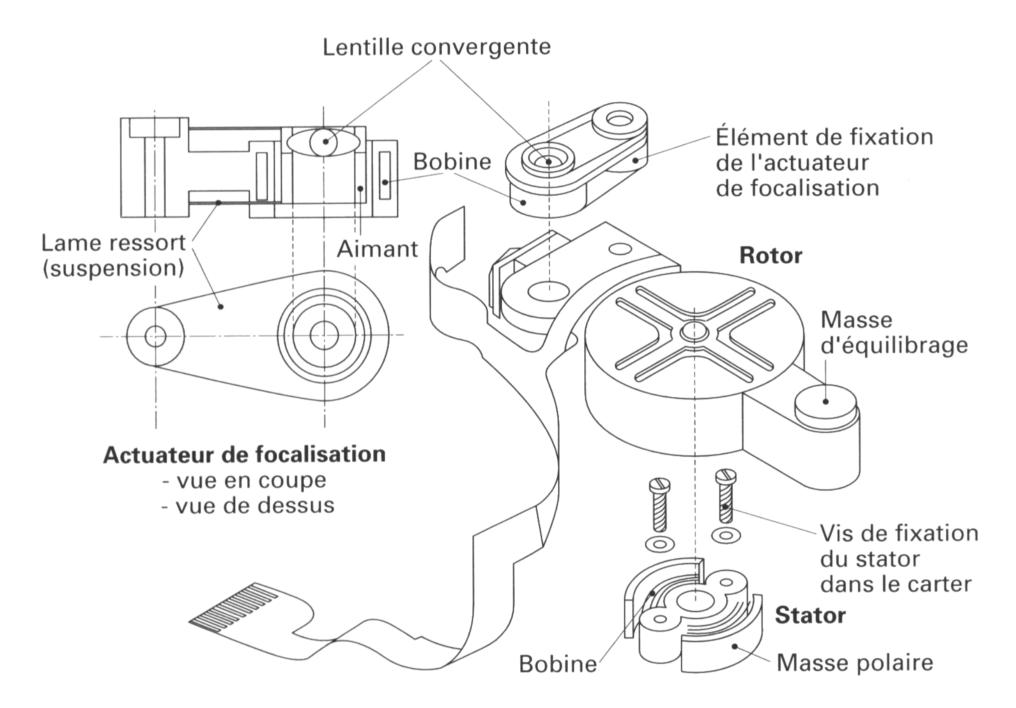


Fig. 8.1 : Principaux éléments constituant le bloc optique monofaisceau (selon doc. Philips).

Le fonctionnement du moteur radial rappelle le principe mis en œuvre dans la réalisation du plus que traditionnel galvanomètre à aiguille.
L'actuateur de focalisation est essentiellement constitué par un aimant permanent et une bobine parcourue par le courant *i* variable alternativement selon la commande du circuit d'interface de la boucle d'asservissement (fig. 8.2). Quand le courant est positif, le sens de câblage de l'enroulement est tel que la lentille monte vers le disque (la face nord de la bobine est en vis-à-vis avec le pôle nord de l'aimant). Réciproquement, quand le courant est négatif, la lentille descend.

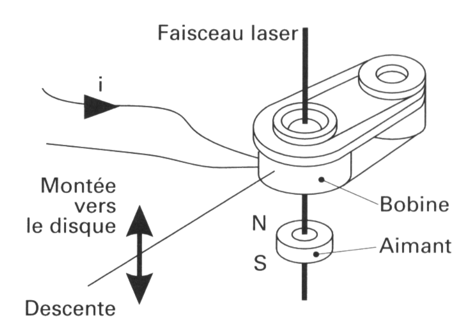


Fig. 8.2 : Éléments constituant l'actuateur de focalisation.

Le moteur radial fonctionne selon un principe équivalent à celui mis en œuvre dans les actuateurs (fig. 8.3). Considérons le courant *i* tel que la bobine génère un pôle nord et un pôle sud sur les masses polaires. Des forces de répulsion et d'attraction provoquent la rotation de l'aimant monté solidaire dans le rotor.

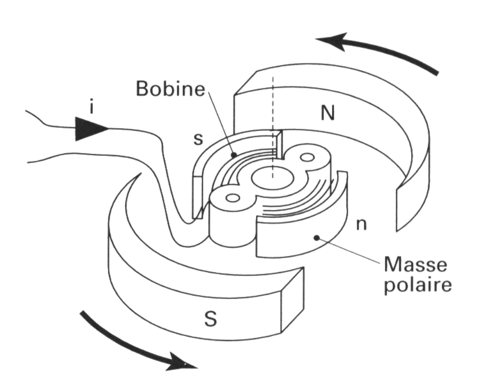


Fig. 8.3 : Description des éléments du moteur radial.

Éléments du chemin optique monofaisceau

La focalisation est réussie quand le diamètre du spot laser est de l'ordre de 1 µm ! La première condition à la réalisation de la focalisation est le réglage

de la hauteur du plateau (*turntable*) repéré {1} par rapport à la surface de référence du bâti (fig. 8.4).

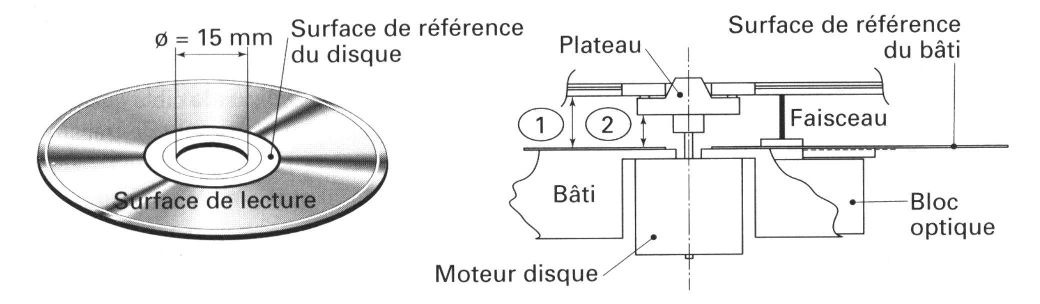


Fig. 8.4 : La hauteur du plateau est une des premières conditions nécessaires à l'établissement du chemin optique.

Généralement, une cale parfaitement calibrée permet de régler la hauteur repérée (2) sur la figure 8.4. Cette cale est livrée avec le kit mécanique. Ce réglage détermine le *focus moyen* ou *focus mécanique*.

La figure 8.5 rappelle que le chemin optique commence par l'émission laser, passe par la réflexion sur le disque et se termine sur la cible constituée par les photodiodes. L'établissement du chemin optique est lié à la position relative de tous les éléments optiques, y compris de la qualité et de la position du miroir du disque.

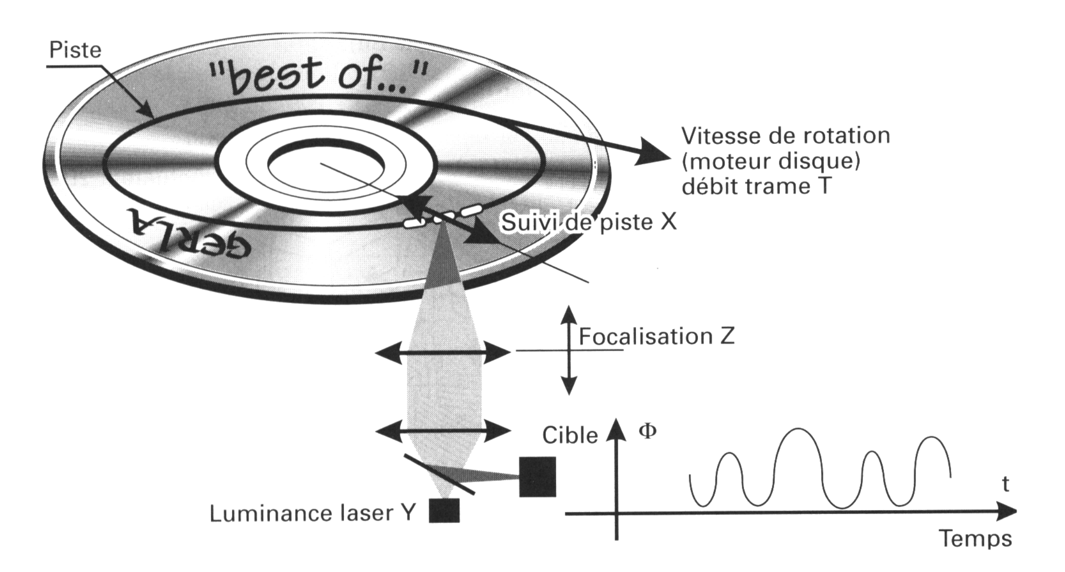


Fig. 8.5 : Conditions à l'établissement du chemin optique.

La lentille de focalisation (montée sur l'actuateur) est un des éléments permettant l'établissement du chemin optique. C'est la position relative de la lentille de focalisation et de la position de la couche réfléchissante du disque qui permet d'établir ou non la focalisation.

Agencement des photodiodes réalisant la cible

La figure 8.6 donne l'implantation des photodiodes réalisant la cible quand on utilise un coin optique. Les opérateurs (sommateurs) permettent de transformer les variations de courant des photodiodes en variations de tension.

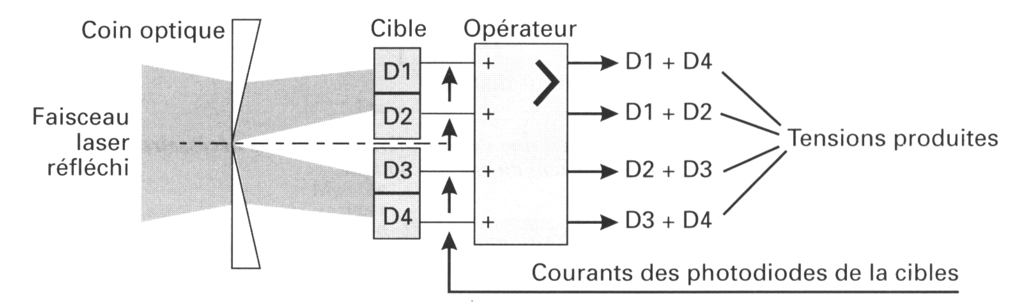


Fig. 8.6 : Photodiodes et opérateurs associés d'un bloc optique monofaisceau.

BLOC OPTIQUE TRIPLE FAISCEAU ET MOTEUR CHARIOT

Le déplacement du chariot assure le suivi de piste moyen (fig. 8.7). L'actuateur 2D (pour deux directions) réalise le positionnement de la lentille en focalisation et en *tracking* (suivi de piste fin).

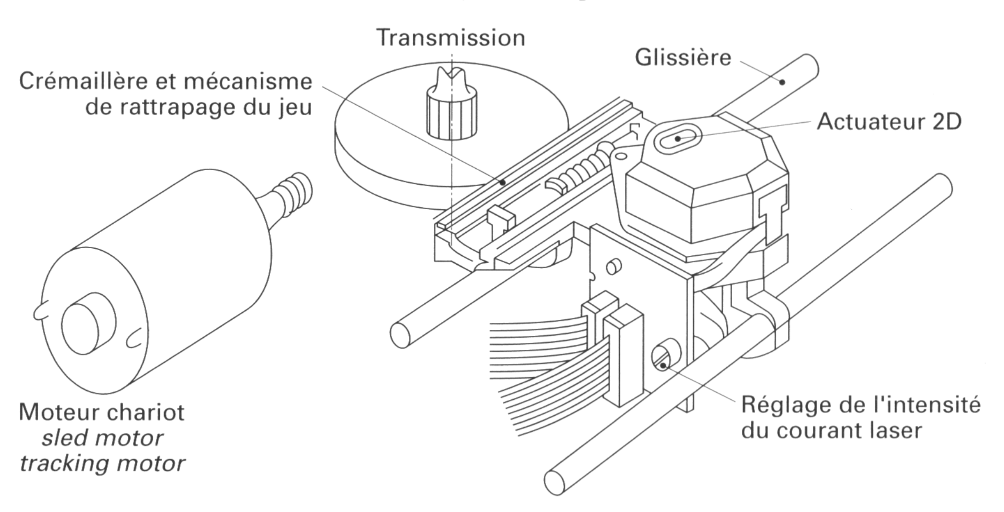


Fig. 8.7 : Le bloc optique et la crémaillère montés sur les glissières constituent le chariot.

Le faisceau lumineux issu de la diode laser traverse une grille de diffraction (diffraction ou *grating*). Le passage du rayon laser par une fente étroite provoque un phénomène de diffraction. Il en résulte un premier faisceau dans l'axe principal de la grille de diffraction (fig. 8.8). Ce faisceau laser est appelé faisceau principal. Son énergie est de l'ordre de 50 % de l'énergie lumineuse sortant de la diode laser. Des faisceaux latéraux sont aussi obtenus. Ils permettent d'obtenir les spots latéraux.

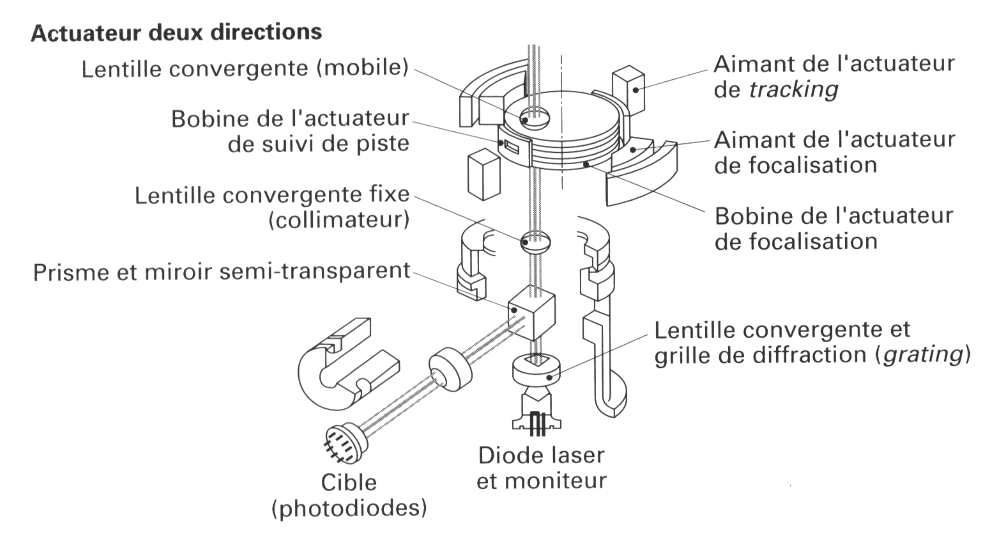


Fig. 8.8 : Vue éclatée d'un bloc optique triple faisceau.

Agencement des photodiodes réalisant la cible

Considérons le faisceau principal. La figure 8.9 montre l'impact du faisceau principal sur la cible quand le chemin optique est correctement établi. Les quatre photodiodes de la cible sont éclairées. En sortie de l'opérateur (câblé dans l'interface analogique) on mesure le signal de lecture appelé HF/RF.

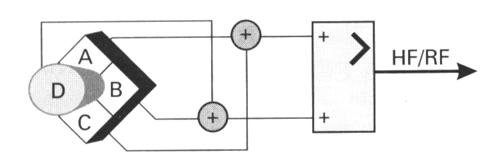


Fig. 8.9 : Photodiodes recevant le faisceau principal et opérateurs associés.

La luminance *Yr* du faisceau réfléchi augmente quand la lentille se rapproche du point de focalisation. Les photodiodes de la cible sont éclairées. Un courant variable, fonction de *Yr* est disponible en sortie des photodiodes et appliqué sur les opérateurs analogiques des circuits d'interface.

REMARQUE

Le système optique triple faisceau peut être agencé différemment selon son domaine d'application. Le lecteur de salon permet généralement qu'on utilise un bloc optique plus encombrant (structure verticale ou TOP, conception Sony, dont l'aspect est donné par la figure 8.7).

La structure FOP conçue par Sony (qu'on peut traduire par *Flat Optical Part*) est particulièrement bien adaptée à la réalisation des lecteurs de type baladeur. La figure 8.10 illustre ce type de structure à plat.

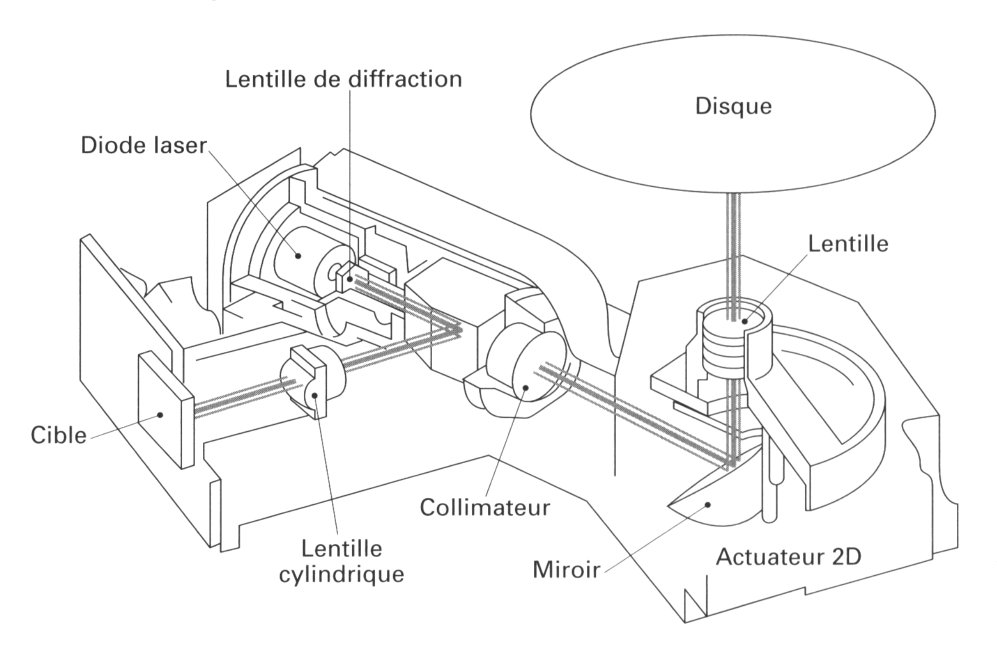


Fig. 8.10 : Bloc optique FOP (selon document Sony).

ALLUMAGE ET ASSERVISSEMENT DE LA DIODE LASER (SUR LECTEUR CD)

Conditions à l'allumage de la diode laser

La figure 8.11a donne la structure (simplifiée) typique, utilisable pour alimenter la diode laser. Le courant circulant dans la diode laser *LD* est déterminé par l'état de conduction du transistor *T* qui remplit le rôle d'un amplificateur de puissance.

Il est possible de modéliser le fonctionnement de l'ensemble selon le schéma de la figure 8.11b :

• La diode laser et l'amplificateur de puissance constituent les éléments de puissance de la chaîne d'action. Ils sont rassemblés dans l'ensemble *A*. La diode laser est un transducteur réalisant une conversion courant *i* → lumière *Y*.

• L'amplificateur de puissance est commandé par la grandeur ε_r dont nous préciserons la signification dans la suite de l'exposé.

• *L'allumage de la diode laser est commandé par LDon :* cette commande est symbolisée par une entrée de l'amplificateur sommateur repéré *D*.

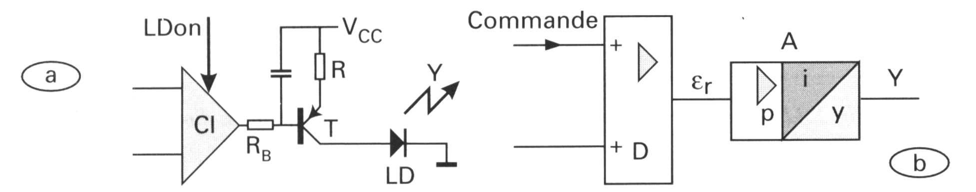


Fig. 8.11 : Circuits de commande associés à la diode laser.

Compte tenu des caractéristiques de fabrication de la diode laser et pour prendre en compte le vieillissement de la diode laser (revoir les figures 3.4 et 3.5), il est nécessaire :

• de contrôler en permanence la puissance rayonnée par la diode ;

• d'asservir le courant de la diode laser de façon à maintenir la puissance rayonnée constante.

On admet facilement qu'il faut compléter le circuit de commande de la diode laser par un circuit d'asservissement.

Principe de la boucle d'asservissement laser

On utilise la photodiode ou *moniteur* montée dans le boîtier de la diode laser pour mesurer la puissance lumineuse rayonnée (fig. 3.6). La diode moniteur fournit un courant appelé courant de mesure ou *information de mesure*. Cette grandeur de mesure peut être ajustée ou pondérée par un élément de réglage. La figure 8.12a montre plus précisément la structure qu'il est possible de mettre en œuvre. Le potentiomètre P, câblé en résistance variable, est aligné sur la tension $-V_{CC}$: il permet de régler le courant de mesure *i* pour compenser les dispersions de caractéristiques des composants du circuit.

La figure 8.12b modélise le circuit de la diode moniteur : la chaîne de retour B fournit une grandeur de mesure. Le réglage potentiométrique P est rappelé.

Le principe de l'asservissement consiste à comparer la grandeur de retour à une valeur de consigne ou de référence. Dans tous les cas, cette valeur de consigne est extérieure au circuit d'asservissement et indépendante.

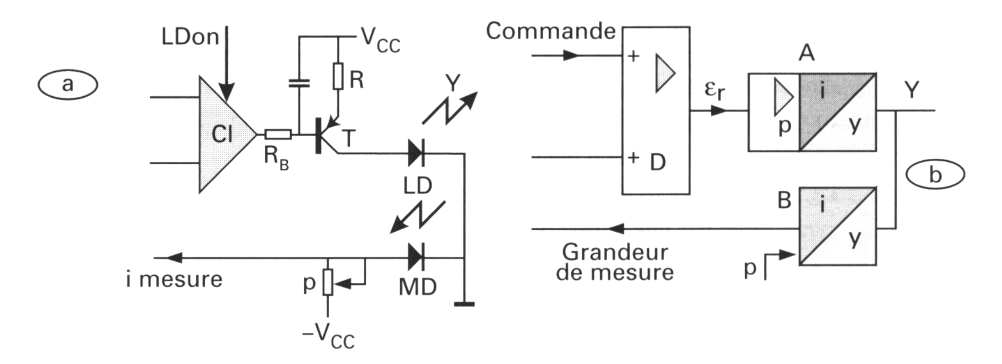


Fig. 8.12 : Moniteur et circuit de mesure du fonctionnement de la diode laser.

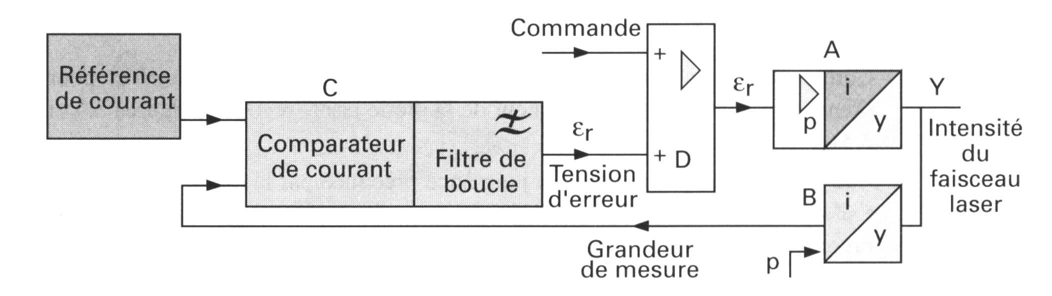


Fig. 8.13 : Boucle d'asservissement de la diode laser.

En sortie du comparateur (de courant dans le cas présent), un filtre de boucle (filtre passe-bas) supprime les composantes de hautes fréquences indésirables et assure en partie la stabilité de l'asservissement (fig. 8.13).
La tension d'erreur ε est une tension à valeur moyenne non nulle dont les variations sont de très basse fréquence. Elle est appliquée en entrée de l'amplificateur sommateur D dont le fonctionnement est validé par l'entrée secondaire LDon qui autorise l'allumage de la diode laser. La tension d'erreur pondérée est ε_r : elle est appliquée en entrée de l'amplificateur de puissance.

La diode laser est alimentée en courant. Le vieillissement de la diode laser se traduirait (à courant constant) par une diminution de l'intensité du faisceau lumineux émis. La diode moniteur, moins éclairée, donne un courant de mesure plus faible : en sortie du comparateur, la tension d'erreur ε produite est d'autant plus importante que le courant de mesure est faible.
La tension d'erreur pondérée ε_r suit les mêmes variations que la tension d'erreur : le courant dans la diode laser est augmenté jusqu'à produire un faisceau laser correct.

Compte tenu de la description du fonctionnement, on retiendra que le réglage potentiométrique P sert à ajuster le point de fonctionnement de la boucle d'asservissement (et la production d'une intensité du faisceau convenable) au moment de la première mise en route du laser : *ce réglage est opéré en usine ou lors du remplacement du bloc optique.*

IMPORTANT

Dans un comparateur, la valeur de consigne est toujours de même nature que la grandeur de mesure : soit un courant, soit une tension, soit la phase d'un signal périodique quand les grandeurs sont électriques.

BLOC OPTIQUE TRIPLE FAISCEAU POUR MD ET MD-MO

Le dessin (fig. 8.14) est emprunté à la documentation technique du MDS-501 (Sony) et représente le bloc optique référencé KMS130B.
La vue éclatée montre la partie optique équipée des connecteurs f_1 (photodiodes de la cible et diode moniteur) et f_2 (diode laser et actuateurs).
L'élément mécanique (d) est monté solidaire du bloc optique. Sur son axe (c) sont articulées les pièces (a) et (b) supportant la *flèche* à l'extrémité de laquelle est montée la tête d'enregistrement magnétique.

En lecture d'un MD pré-enregistré, la puissance laser est de l'ordre de 0,5 mW et est comparable à celle utilisée pour la lecture d'un CD, par exemple au standard CD-DA. En lecture d'un MD pré-enregistré, on mesure les variations du flux lumineux réfléchi Φr lors du passage sur les pits.
Pendant l'enregistrement d'un MD-MO (*mini disc* - magnéto optique), la diode laser doit pouvoir fournir une puissance de l'ordre de 5 mW. La puissance laser est importante à l'enregistrement. La photodiode (moniteur) nécessaire à la régulation du faisceau n'est plus montée dans le boîtier de la diode laser mais est fixée sur le séparateur des faisceaux incident et réfléchi (fig. 8.15).

Le principe de l'asservissement du laser reste identique à celui de l'étude précédente. À cela, il faut adjoindre une commande de commutation de la puissance rayonnée selon qu'on est en lecture ou en enregistrement.
Lors de la lecture d'un MD-MO, on mesure les variations de la direction de polarisation du faisceau lumineux réfléchi.
Il faut mettre en place un dispositif capable d'analyser :

- les variations de la direction de polarisation du faisceau réfléchi en lecture d'un MD-MO,
- les variations du flux lumineux réfléchi en lecture d'un MD pré-enregistré.

a
f3
Tête magnétique
b
f2
Faisceau
Axe de déplacement du bloc optique
c
f1 connecteur cible et diode moniteur
d

Fig. 8.14 : Vue éclatée du bloc optique KMS130B (selon document Sony).

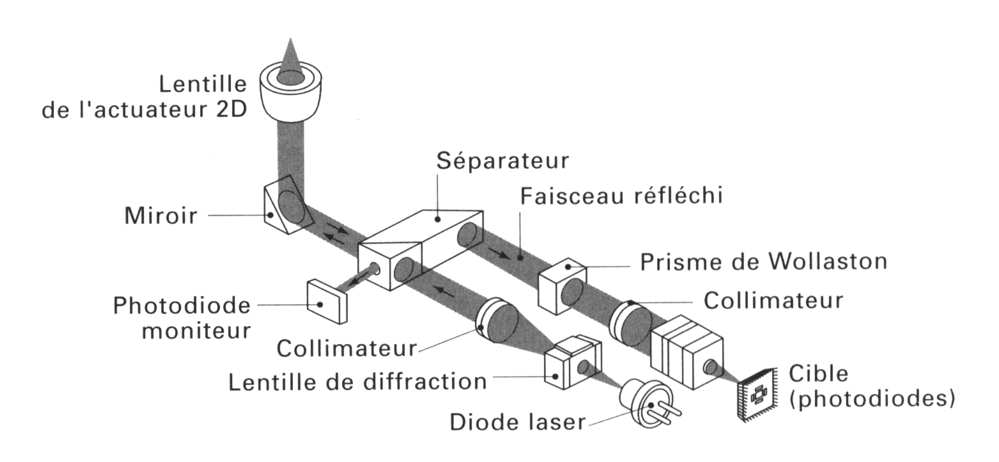


Fig. 8.15 : Éléments du chemin optique utilisé dans le MDS-501 (selon doc. Sony).

L'analyseur optique est réalisé sur la base d'un prisme de Wollaston auquel on associe un dispositif de focalisation et des photodiodes (cible) supplémentaires. La rotation et le dédoublement de l'ensemble des faisceaux (un faisceau central ou faisceau principal et deux faisceaux latéraux ou secondaires) conservent le faisceau principal et produisent quatre faisceaux latéraux.

La lentille de diffraction permet d'obtenir les trois faisceaux habituellement utilisés dans cette solution technologique. Les faisceaux latéraux sont d'abord nécessaires à l'asservissement de *tracking* (réalisation du suivi de piste).

Analyseur optique et définition de la cible

L'analyseur optique est un dispositif capable de convertir les variations de plan de polarisation (en lecture d'un disque MD-MO) du faisceau laser réfléchi en variations de flux lumineux utilisables par des photodiodes.
L'analyseur optique est réalisé sur la base d'un prisme de Wollaston composé de deux prismes de quartz collés (fig. 8.16) de telle façon que les axes optiques des prismes forment un trièdre trirectangle avec la direction de propagation du faisceau à analyser.

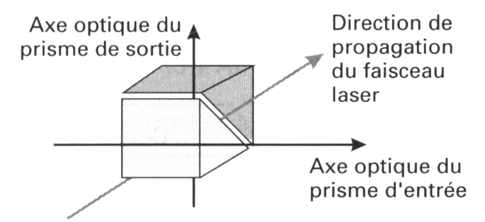


Fig. 8.16 : Prisme de Wollaston.

Deux faisceaux secondaires obtenu par rotation dans le prisme de Wollaston sont focalisés sur les photodiodes supplémentaires I et J de la cible. On en donne l'agencement sur la figure 8.17.

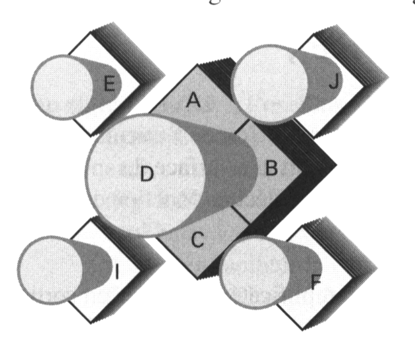


Fig. 8.17 : Agencement de la cible utilisée dans le bloc optique du **Mini Disc.**

En lecture d'un enregistrement, quand le faisceau réfléchi est polarisé N-S par la couche magnéto-optique, la photodiode J reçoit un flux lumineux plus important que la photodiode I (fig. 8.17). Réciproquement, quand le faisceau réfléchi est polarisé S-N, la photodiode I est plus fortement éclairée que la photodiode J.

REMARQUE

En lecture d'un MD pré-enregistré, les photodiodes I et J reçoivent un flux lumineux identique, fort en absence de *pit* et faible en présence de *pit*.

Opérateurs associés à la cible

Le lecteur est capable de lire des disques à haute réflectivité (MD pré-enregistré) et à basse réflectivité (MD-MO), le signal AGC (*Automatic Gain Control*) permet de contrôler le gain des préamplificateurs réalisant les opérateurs associés aux photodiodes de la cible (fig. 8.18).
Les signaux HF/RF1 et HF/RF2 sont comparables au signal HF/RF d'un lecteur CD. En lecture d'un MD pré-enregistré, le signal est organisé en trames, secteurs et blocs.

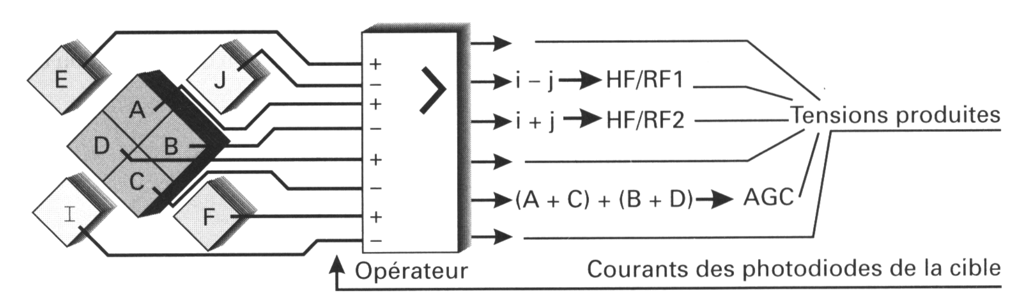


***Fig. 8.18 : Opérateurs associés à la cible du bloc optique utilisé dans un lecteur-enregistreur* Mini Disc.**

SIGNAL DE LECTURE HF/RF ; DIAGRAMME DE L'ŒIL

Compte tenu des variations de la surface des *pits* (ou de l'orientation moléculaire de la couche magnéto-optique) par rapport à la surface du spot (supposée constante), il résulte une variation de lumière réfléchie, fonction du contenu de la piste lue.

À la sortie des opérateurs électroniques (amplificateurs) câblés en sortie de la cible (photodiodes), le signal (analogique) obtenu contient les informations lues sur le disque. Ce signal est appelé HF/RF. La bande des fréquences le caractérisant est comprise entre 196 et 720 kHz.

Le dispositif de lecture donne une réponse identique à celle d'un intégrateur dont les caractéristiques dépendent de la vitesse linéaire du disque et du diamètre du spot sur le disque. Il est donc nécessaire d'adjoindre un dispositif de correction permettant d'obtenir un signal d'amplitude indépendante du contenu de la piste. Cette correction à la lecture est réalisable par un amplificateur asservi à la fréquence du signal de lecture. Elle est quelquefois appelée M.F.T. (*Motionnal Transfert Function*).

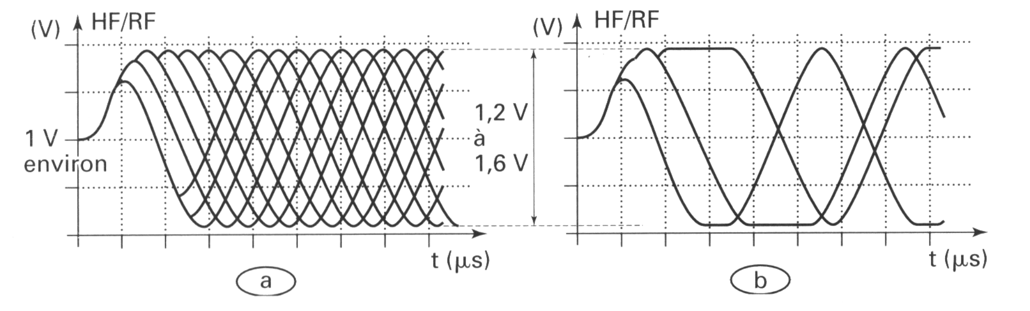


***Fig. 8.19 : La visualisation à l'oscilloscope du signal HF/RF donne une figure appelée le* diagramme de l'œil.**

La figure 8.19a est obtenue en lecture d'une plage audionumérique. Le débit des informations numériques est important. L'amplitude du signal HF/RF doit être conforme aux spécifications du constructeur. On ne doit pas observer de fluctuation importante de l'amplitude du signal (effet de *pompage*) ou de détérioration des tracés constituant l'oscillogramme (bruits thermiques, interférences lumineuses, etc.).

La figure 8.19b est observable en lecture de la plage *lead in* (TOC ou Menu) et au début de chaque plage audionumérique en absence de données audionumériques.

Étude du signal HF/RF à l'oscilloscope numérique

Considérons un lecteur CD en lecture d'une plage d'un disque CD-DA. On utilise un oscilloscope numérique pour visualiser le signal HF/RF. Le signal (fig. 8.20) est visualisé quand l'oscilloscope est déclenché en mode *single* (un seul balayage de l'écran).

Afin d'en faciliter la compréhension, on a associé au signal de lecture, sur la figure 8.20, l'image des pits enregistrés sur le CD-DA. Le signal HF/RF mesurable en sortie des opérateurs logiques associés à la cible est à valeur moyenne positive. Dans l'exemple, la valeur crête à creux du signal est de

$$V_{max} - V_{min} = 0{,}9\ V.$$

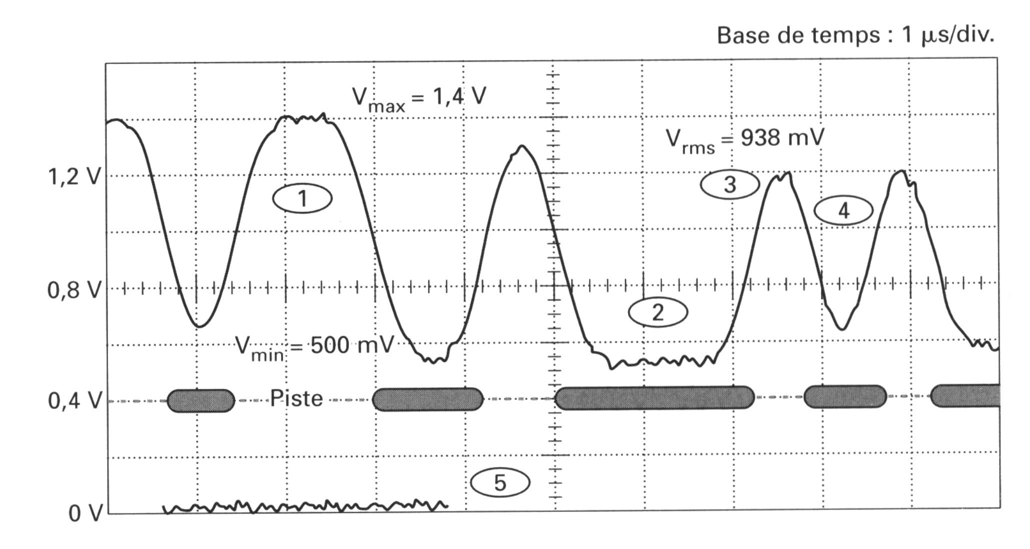


Fig. 8.20 : Visualisation à l'oscilloscope numérique du signal de lecture HF/RF.

Dans certaines applications, la valeur donnée par le constructeur du lecteur doit être comprise entre 0,8 V et 1,2 V. Ces données sont généralement précisées dans la documentation technique de chaque type de lecteur. Il est nécessaire d'en prendre connaissance avant toute intervention.

Entre deux *pits* suffisamment éloignés, le flux lumineux réfléchi par le miroir du disque est maximum : la tension du signal HF/RF est alors maximale (en *repère 1* sur l'oscillogramme de la figure 8.20).
De la même façon, lors de la lecture d'un *pit* suffisamment long, le flux réfléchi par le miroir du disque est minimum : la tension associée du signal HF/RF est minimale (en *repère 2* sur l'oscillogramme de la figure 8.20).
On remarque que les niveaux haut (*repère 1*) et bas (*repère 2*) subissent de légères anomalies qui ne sont en fait que la représentation du *bruit thermique* des photodiodes de la cible et des opérateurs associés. À titre de comparaison, on donne l'amplitude du bruit (seul) sur l'oscillogramme (repère 5 de la figure 8.20). En (4), la longueur du *pit* est suffisamment courte pour ne pas permettre au signal HF/RF d'atteindre la tension V_{min}. De même, quand l'intervalle entre deux *pits* est court, la tension ne remonte pas complètement pour atteindre V_{max} (*repère* 3 sur l'oscillogramme de la figure 8.20).

En fait, on vient de vérifier que le dispositif de lecture du disque est partiellement intégrateur : pour partie, l'amplitude du signal HF/RF dépend de la fréquence du signal lu sur le disque.

Après avoir modifié le réglage de la base de temps de l'oscilloscope, on analyse le contenu de la trace (A) représentée figure 8.21. Cet autre oscillogramme est l'image d'une courte portion du signal HF/RF. Chaque front (6) montant ou descendant est la traduction d'un niveau logique 1. À chaque état haut ou bas (7) du signal HF/RF correspond un ou plusieurs niveaux 0.

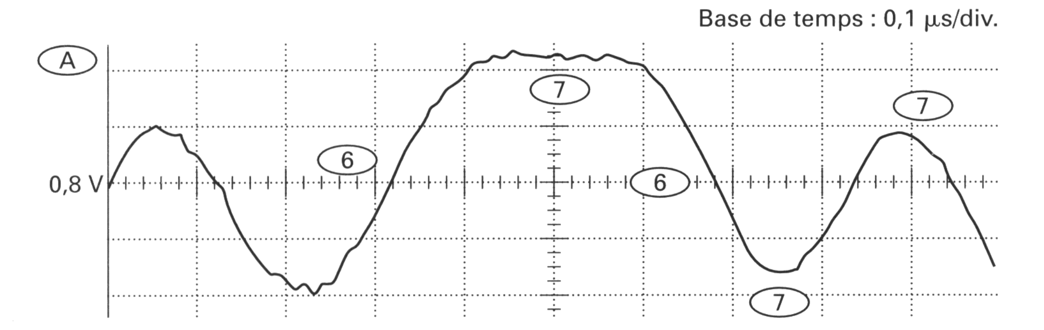


Fig. 8.21 : Visualisation d'une autre portion du signal de lecture HF/RF.

Lors d'un front montant, quand le signal HF/RF atteint 0,8 V, le démarrage de la base de temps de l'oscilloscope est automatiquement déclenché une seconde fois : on obtient le tracé de la courbe (B) complétant la représentation précédente (A). La superposition de ces deux courbes est donnée figure 8.22.
Le contenu de la courbe (B en fig. 8.22) représente une autre portion de la piste lue. On remarque qu'en (9), les fronts descendants se superposent alors que les contenus précédents sont différents. Cette situation est normale : en effet, quand on considère le *débit binaire*, issu d'une lecture normale, il est un sous-multiple de 4,31218 Mbit/s. Cette valeur sera établie et vérifiée dans un prochain chapitre.

À chaque nouveau balayage de l'oscilloscope, une portion de plus du signal vient se rajouter à l'oscillogramme précédemment enregistré sur l'écran : le diagramme de l'œil se construit (figures 8.23 et 8.24).

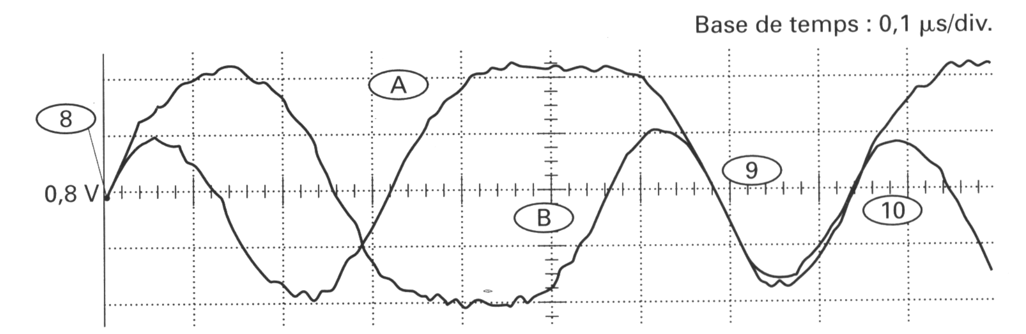


Fig. 8.22 : Première étape dans la construction du diagramme de l'œil.

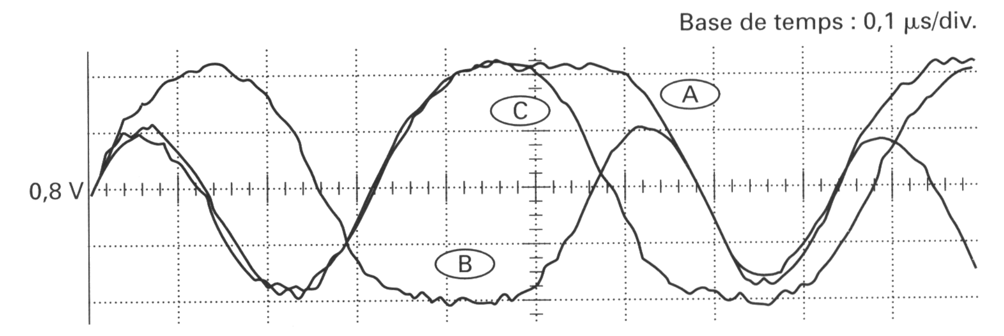


Fig. 8.23 : Tracés obtenus après trois déclenchements de l'oscilloscope.

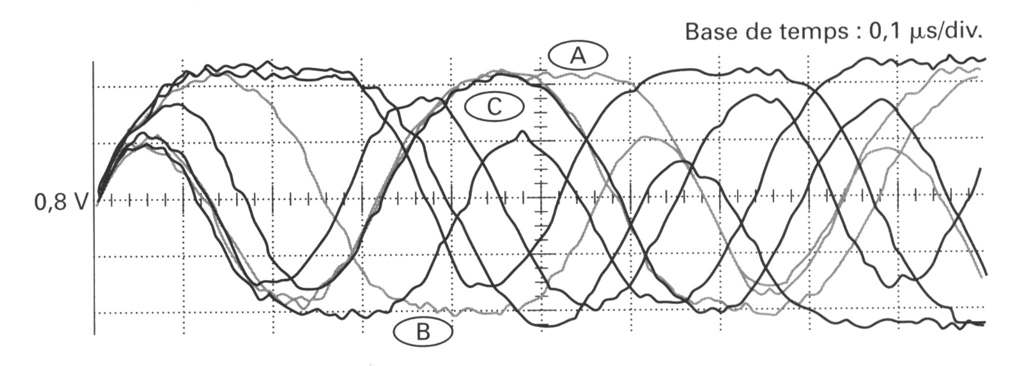


Fig. 8.24 : Après sept déclenchements de l'oscilloscope, le diagramme de l'œil se construit.

Qualité du signal HF/RF

Au moment de la lecture du disque et lors de l'élaboration du signal HF/RF par les opérateurs analogiques associés à la cible, le signal de lecture obtenu peut être l'objet de perturbations pouvant être dues à des défauts inhérents aux éléments constituant le chemin optique ou à des problèmes de transmission et de traitements des courants disponibles en sortie des photodiodes constituant la cible.

Des défauts ou des dysfonctionnements peuvent être évalués en analysant le diagramme de l'œil. Une mauvaise qualité du signal de lecture peut conduire à des problèmes de restitution de l'information audionumérique. Nous aurons la possibilité d'évaluer ces défauts lors de l'analyse de dysfonctionnement.

POINTS DE REPÈRE

Interface laser sur lecteur CD-I 220 (Philips)

L'ensemble des opérateurs, nécessaires à l'interface placée en réception des informations provenant des photodiodes, est regroupé dans le composant intégré TDA8808 (fig. 8.25). En outre, ce composant intègre :

• un circuit de démarrage ou circuit de *start*, dont une broche est en communication avec le microcontrôleur de *Gestion* ;

• la commande d'allumage de la diode laser et l'asservissement de l'intensité du faisceau laser ;

• les opérateurs et les circuits de détection de trous (*drop*) dans le signal HF/RF ainsi que les opérateurs et circuits de focalisation et de mesure du suivi de piste (radial). Ces circuits, étudiés ultérieurement, ne sont pas représentés.

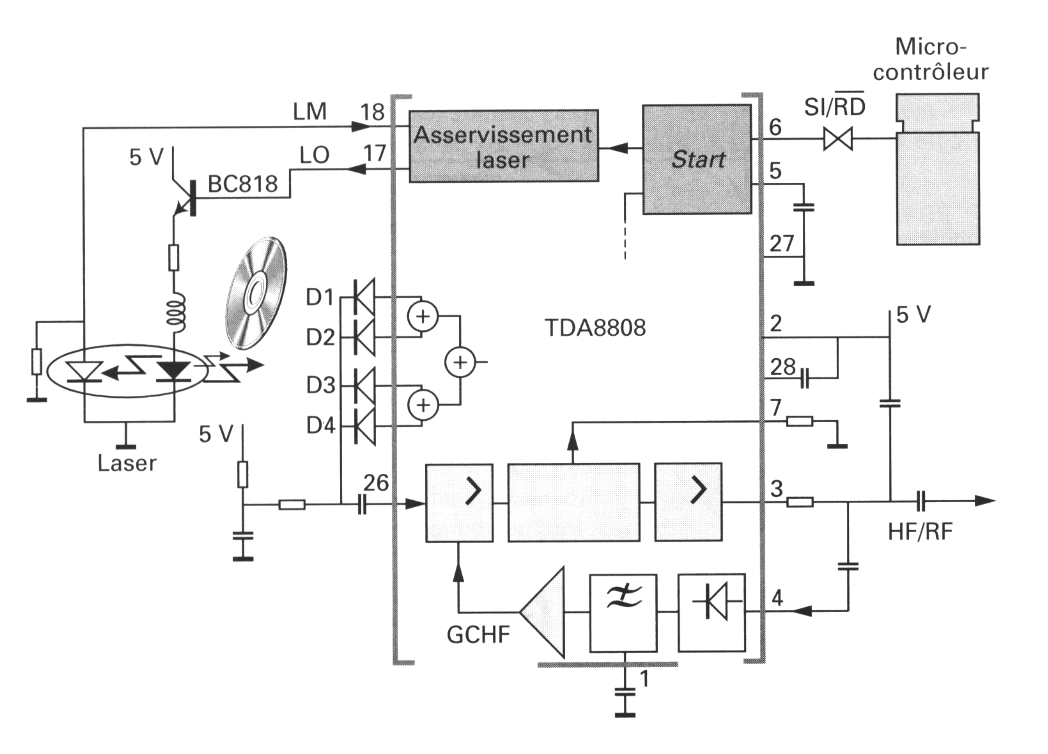


Fig. 8.25 : Interface laser utilisant un TDA8808 (Philips).

Procédure de démarrage

Le composant intégré TDA8808 (fig. 8.25) dont une partie des circuits internes est à structure numérique, suit une procédure particulière au démarrage sous surveillance du microcontrôleur de *Gestion.*

Le contrôle au démarrage du circuit TDA8808 se fait par la broche 6, Si/RD. La liaison Si/RD, câblée entre le circuit interface laser et le microcontrôleur de *Gestion*, est une ligne bidirectionnelle :

• le transfert se fait du microcontrôleur de *Gestion* vers l'interface (TDA8808) lors d'une demande de démarrage ou d'arrêt (Si = *on - off control for supply*),

• le transfert se fait de l'interface (TDA8808) vers le microcontrôleur quand celle-ci a terminé sa séquence de démarrage (RD = *ready*).

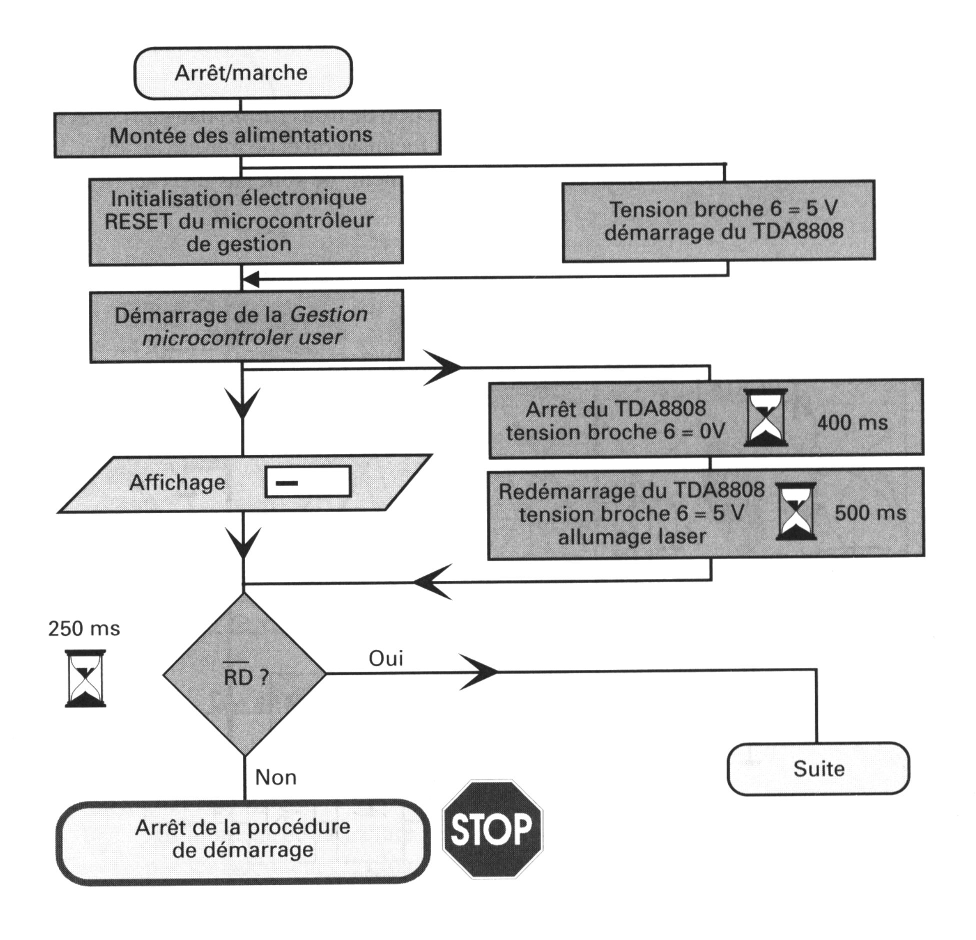


Fig. 8.26 : Algorigramme de démarrage du TDA8808.

Le fonctionnement de cette ligne n'est pas sans rappeler (dans l'esprit) l'accusé de réception *ACK* envoyé par le circuit esclave adressé dans une communication de type I2C. Une différence importante cependant : l'information RD (*ready*) est asynchrone et n'est pas positionnée par rapport aux autres informations circulant entre le TDA8808 et le microcontrôleur de *Gestion*.
À la mise en marche par l'interrupteur secteur, suite à la montée des alimentations (et en particulier la tension + 5 V nécessaire au microcontrôleur de *Gestion*), on peut observer (fig. 8.26) :

• l'établissement des signaux de service démarrant le microcontrôleur de *Gestion* (V_{DD}, V_{SS} ou masse, horloge, RESET).

• le démarrage du circuit TDA8808 alimenté en broche 2. Ce démarrage est autorisé par la mise à 5 V de la ligne Si/RD, broche 6. En effet, tant que le microcontrôleur de *Gestion* n'est pas initialisé, le port en sortie du microcontrôleur sur lequel est câblée la ligne Si/RD, est à l'état haute impédance. La tension de 5 V broche 6 est fixée par l'alimentation 5 V et l'élément de *pull up* R = 10 kΩ repéré 3110 du schéma constructeur.

Après le démarrage de la *Gestion*, une des premières instructions du programme principal du microcontrôleur, à être exécutée, positionne pendant 400 ms, le port câblé sur la ligne Si/RD au niveau 0 : la tension broche 6 du composant intégré TDA8808 tombe à 0 V et les fonctions internes au TDA8808 sont initialisées. En particulier, la diode laser est éteinte.
Le port sur lequel est câblée la ligne Si/RD est ensuite programmé à l'état haute impédance pendant 500 ms. Les éléments de *pull up* positionnent à 5 V la broche 6 et permettent le redémarrage du TDA8808. La diode laser est allumée.

Lorsque le composant intégré TDA8808 passe en régime établi de fonctionnement, il force à un niveau bas la ligne Si/RD (*ready*) pendant 250 ms pour en informer le microcontrôleur de *Gestion*. La ligne Si/RD est ensuite libérée et passe à 5 V (éléments de *pull up*).

Allumage et régulation laser

L'allumage de la diode laser est entièrement géré par le TDA8808 selon la procédure décrite précédemment. L'essentiel du circuit d'asservissement laser est intégré au TDA8808. L'amplificateur (de puissance) est réalisé par le transistor BC818 et les quelques composants associés.

Amplificateur HF/RF

Le bloc optique, référencé CDM 9, est de type monofaisceau. Le courant de lecture est la somme des courants circulant dans les quatre photodiodes de la cible. Le courant de lecture est appliqué broche 26 du composant intégré via un condensateur de liaison afin de n'en conserver que la composante alternative.
Le courant de lecture est amplifié, corrigé en amplitude, converti en tension et disponible en sortie, broche 3 du TDA8808 (fig. 8.25).

Une partie du signal HF/RF est réinjecté broche 4 dans un circuit détecteur d'enveloppe (symbolisé par une diode). Après filtrage (broche 1), on obtient une tension capable de contrôler automatiquement le gain de l'amplificateur d'entrée du courant de lecture (GCHF = *Gain Control HF*).

Interface laser sur lecteur CDP 270-470 (Sony)

Le composant intégré CXA1081M est un composant de troisième génération (fig. 8.27). Il contient l'ensemble des opérateurs nécessaires au fonctionnement de la diode laser et des photodiodes de la cible.
Le CXA1081M satisfait aux exigences de fonctionnement des blocs optiques triple faisceau, de type KSS150A ou KSS210A, de fabrication Sony.
En outre, le CXA1081M intègre les fonctions suivantes :

- un circuit d'alimentation ; une commande d'allumage et un circuit d'asservissement de l'intensité du faisceau laser ;
- les opérateurs nécessaires au traitement des courants issus des photodiodes. Ces opérateurs permettent la fabrication du signal de lecture HF/RF. Un circuit de mise en forme convertit le signal HF/RF de lecture (signal analogique) en un signal numérique noté (HF/RF)' sur le schéma (fig. 8.27) ;
- les opérateurs nécessaires à la fabrication des tensions d'erreur de focalisation et de suivi de piste. Ces derniers circuits, étudiés ultérieurement ne sont pas représentés sur le schéma.

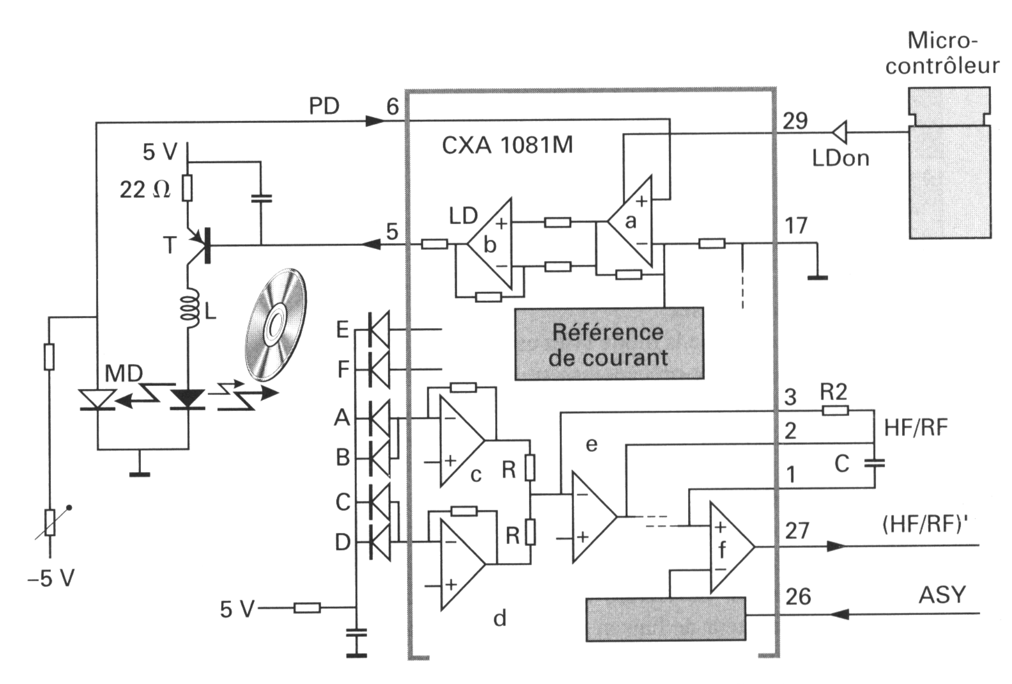


Fig. 8.27 : Interface laser utilisant un CXA1081M (Sony).

Allumage et régulation laser

L'allumage de la diode laser est entièrement géré par le CXA1081M quand l'ordre d'allumage LDon est donné broche 29 par le microcontrôleur de *Gestion*. Seul l'amplificateur (de puissance) est réalisé par le transistor repéré T (2SC1013) et les quelques composants associés (fig. 8.27).

Le circuit *a* compare le courant circulant dans la diode moniteur MD (grandeur de mesure, proportionnel au faisceau laser) au courant de référence fourni par un circuit interne au CXA1081M. La tension d'erreur produite est traitée par l'amplificateur *b* et disponible en broche 5.

Le transistor T fonctionne en source de courant asservie et alimente la diode laser au travers de la bobine de lissage repérée L (environ 10 µH), assurant la fonction du filtre de boucle, filtre habituellement utilisé dans les circuits d'asservissement.

Amplificateur HF/RF

Théoriquement, le courant de lecture est la somme des courants circulant dans les quatre photodiodes placées au centre de la cible et repérées A, B, C et D (fig. 8.27).

En fait, le courant des photodiodes A et B est additionné et appliqué en entrée d'un amplificateur linéaire *c* assurant la conversion courant / tension. De la même manière, le courant des photodiodes C et D est traité par l'opérateur *d*.

Les tensions proportionnelles aux courants $i_A + i_B$ et $i_C + i_D$ sont appliquées en entrée d'un amplificateur sommateur *e* dont l'amplification en tension est fixée par le rapport $\frac{R_2}{R}$ environ égal à 2,2.

Le signal de lecture HF /RF, disponible en broche 2, est réinjecté broche 1, dans un circuit comparateur *f* pour être mis en forme. Nous aurons l'occasion de revenir sur ce problème.

D'autre part, en parallèle sur l'entrée 1, des opérateurs internes au CXA1081 surveillent l'amplitude du signal de lecture HF/RF et détermine quand se produit une perte de la piste ou un trou dans l'enregistrement (*drop out*). Cette information, disponible broche 22 du CXA1081, appelée MIRR (*Mirror*, miroir du disque) sera utilisée pour pondérer la réponse des circuits d'asservissement ou pour permettre à la *Gestion* de comptabiliser les sauts de piste. Si une perte de la piste ou un *drop out* se produit, alors MIRR prend le niveau haut.

Interface laser sur lecteur-enregistreur MDS-501 (Sony)

Le MDS-501 est un lecteur-enregistreur de *Mini Disc* de salon. L'interface laser et le bloc optique sont identiques, à quelques variantes près, à ceux du lecteur - enregistreur de *Mini Disc* portable (baladeur) MZ-1 et suivants.

Le composant intégré CXA1381R (fig. 8.28) a été développé sur la base du CXA1081 utilisé dans les lecteurs CD-DA. Le CXA1381R satisfait aux exigences de fonctionnement du bloc optique référencé KMS140B ou équivalent, utilisé sur les ensembles *Mini Disc* de fabrication Sony.

Les fonctions intégrées au CXA1381R (alimentation, asservissement laser, production du signal HF/RF et conversion en signal numérique, production des tensions d'erreur de focalisation et suivi de piste) sont adaptées au contexte *Mini Disc* :

• en lecture d'un MD préenregistré (haute réflexivité), la puissance laser est de l'ordre de 0,5 mW,

• en lecture d'un MD-MO (faible réflectivité), la puissance laser est de l'ordre de 0,8 mW,

• en enregistrement d'un *cluster* sur MD-MO, la puissance laser est de l'ordre de 10 mW !

En outre, pour assurer une plus grande fiabilité, il a été nécessaire de peaufiner les circuits d'alimentation de la diode laser. Enfin, les photodiodes constituant la cible sont directement associées, dans un même composant, à un convertisseur courant - tension.

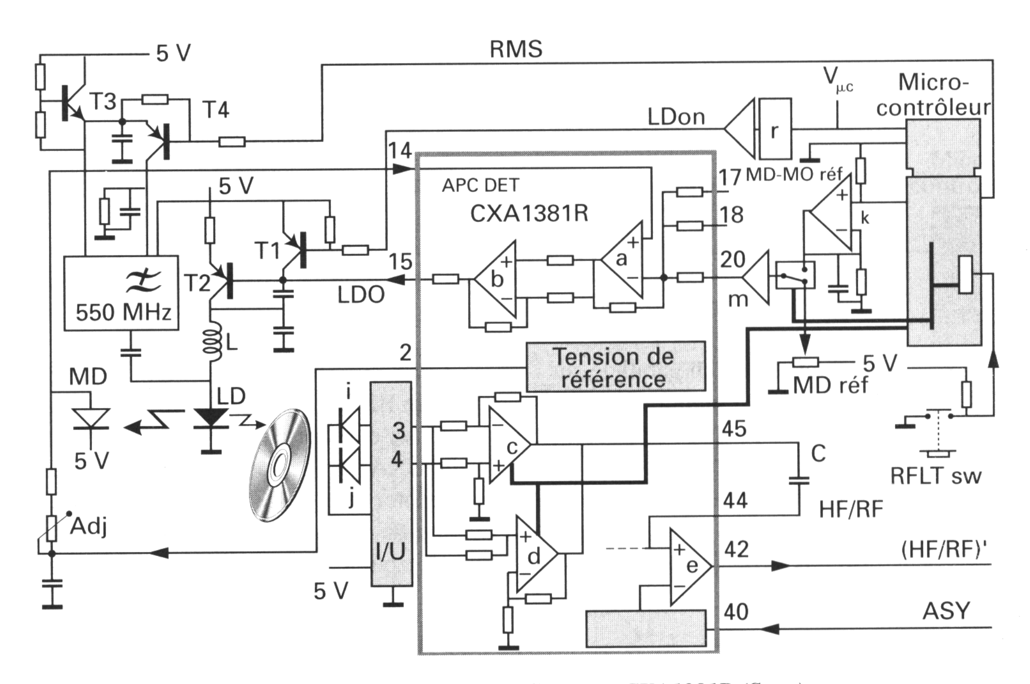


Fig. 8.28 : Interface laser utilisant un CXA1381R (Sony).

Allumage et régulation laser

L'allumage de la diode laser n'est plus entièrement géré par le CXA1381R (fig. 8.28) : l'allumage de la diode laser n'est autorisé que lorsque les tensions

d'alimentations sont établies. L'ordre LDon est fabriqué avec un retard par rapport à l'établissement de la tension d'alimentation du microcontrôleur de *Gestion* (tension notée $V_{\mu C}$ sur le schéma). L'amplificateur (de puissance) est réalisé par le transistor repéré T_2 et les composants associés. Le transistor T_2 ne peut fournir le courant à la diode laser LD (T_2 conducteur) que lorsque le transistor T_1 est bloqué. LDon est alors à l'état haut.

LDon	T_1	T_2	LD	LD_O
niveau bas	saturé	bloqué	éteinte	inactif
niveau haut	bloqué	conducteur	allumée	actif

Le schéma de la figure 8.29 rappelle l'organisation fonctionnelle du circuit d'asservissement laser et permet de comparer cette architecture type au circuit de commande de la diode laser.

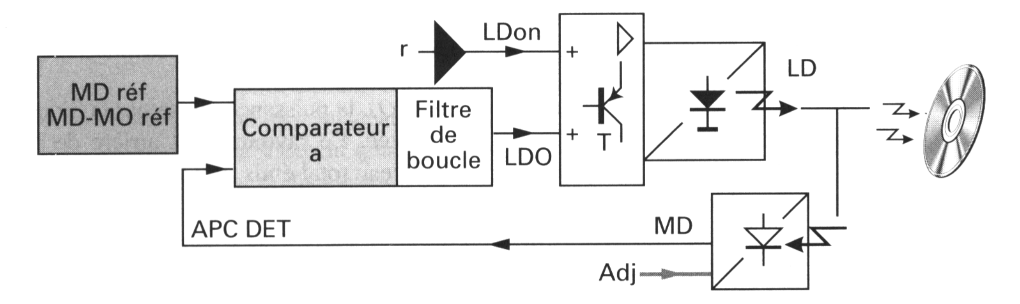


Fig. 8.29 : Organisation fonctionnelle de l'asservissement laser dans le lecteur MD.

Le circuit *a* (fig. 8.29 ou fig. 8.30) compare le courant APC DET (*Automatic Power Control Detection*) circulant dans la diode moniteur MD (grandeur de mesure, proportionnel au faisceau laser) au courant de référence fourni par un circuit externe au CXA1381R en broche 20.

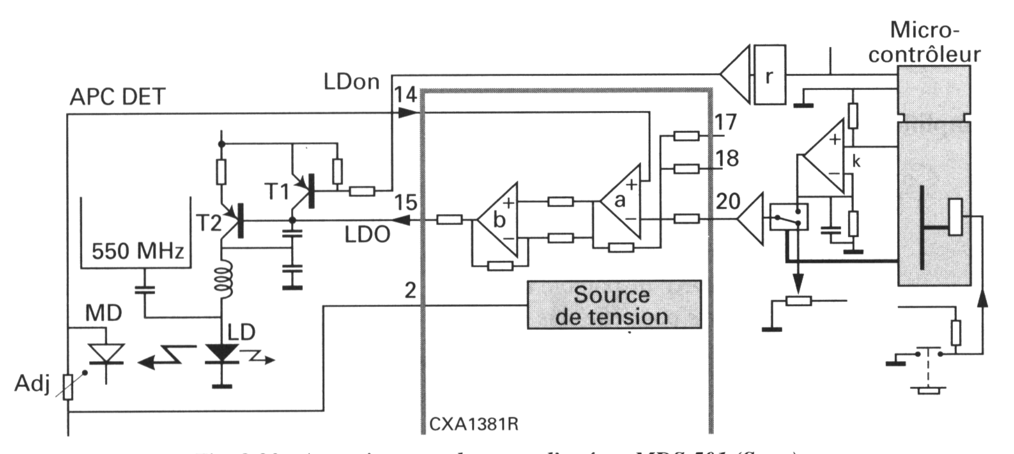


Fig. 8.30 : Asservissement laser appliqué au MDS 501 (Sony).

Le courant de référence dépend de la réflectivité du disque lu. L'identification du type de disque lu est fourni par le commutateur RFLCT sw, dont la commande mécanique est en contact avec le boîtier du *Mini Disc*.
Quand il s'agit d'un MD (préenregistré), la référence est fournie par un potentiomètre. Quand le disque est de type MD-MO, la référence est fournie par le microcontrôleur et l'opérateur *k* associé (fig. 8.28).
La tension d'erreur produite par le comparateur *a* (fig. 8.28) est traitée par un amplificateur *b* et disponible broche 15 du CXA1381R. Le transistor T_2 fonctionne en source de courant asservie et alimente la diode laser au travers de la bobine de lissage repérée L (environ 10 µH), assurant la fonction du filtre de boucle.

Modulation du faisceau laser

Dans un bloc optique conventionnel de type lecteur CD, la diode moniteur MD est placée dans le boîtier de la diode laser LD. La diode moniteur est alors éclairée par une partie du rayonnement arrière émis par le laser. Aucune perturbation, extérieure au boîtier de la diode laser, ne vient perturber la mesure.

En enregistrement d'un *Mini Disc (MD-MO)*, la puissance émise par la diode laser peut être considérablement augmentée. Le rayonnement arrière de la diode laser n'est plus représentatif du faisceau total émis. Il a donc été nécessaire de câbler la diode moniteur à l'extérieur du boîtier de la diode laser.
Compte tenu de la nature de la lumière émise par le laser (lumière cohérente), des interférences entre le rayon incident et le rayon réfléchi sur le MD ou MD-MO peuvent se produire et fausser la mesure faite par la diode moniteur MD.
Pour éviter cela, on module l'émission laser à une fréquence suffisamment élevée. La diode laser doit être éteinte quand les trains d'onde précédemment émis sont réfléchis et parcourent le chemin en direction de la cible.

Le courant modulant le faisceau laser est fourni par un oscillateur fonctionnant à 550 MHz. La mise en fonctionnement de l'oscillateur est gérée par le microcontrôleur via le transistor T_3 (fig. 8.28). *L'oscillateur ne fonctionne pas pendant les salves d'enregistrement.*

Amplificateur HF/RF

Le courant de lecture issu des photodiodes de la cible est converti en tension. Les opérateurs *c* et *d* internes au CXA1381R fabriquent le signal HF/RF (fig. 8.28).
L'opérateur *c* calcule la différence $i - j$ utilisée lors de la lecture d'un disque MD-MO alors que l'opérateur *d* calcule $i + j$ lors de la lecture de disque MD.
Le signal HF/RF disponible broche 45 est réinjecté broche 44 dans un circuit comparateur *e* pour être mis en forme. Nous aurons l'occasion de revenir sur ce problème.

CHAPITRE 9
ASSERVISSEMENT DE FOCALISATION

MISE EN SITUATION

La première condition à réaliser pour lire un disque optique peut se résumer par l'*établissement du chemin optique* ! Après l'allumage de la diode laser, le faisceau lumineux produit est concentré pour obtenir un faisceau (théoriquement) cylindrique. Ce faisceau doit ensuite être focalisé sur la surface réfléchissante du disque de façon à obtenir un spot de diamètre de l'ordre de 1 µm (CD ou MD) à 0,3 µm (DVD).
Le disque étant correctement positionné, la focalisation étant réalisée et le chemin optique établi, encore faut-il être capable d'assurer le maintien de la focalisation du faisceau laser sur le disque pour permettre la lecture (ou l'enregistrement quand il s'agit d'un MD-MO par exemple). Quand l'asservissement de focalisation est réussi, il faut mesurer la qualité de la focalisation.

Impact du faisceau réfléchi sur la cible, qualité de la focalisation

La figure 9.1a donne la position de la lentille de focalisation quand le diamètre du spot sur le miroir du disque est minimum. Le faisceau réfléchi se superpose au faisceau incident jusqu'à la séparation des deux faisceaux réalisée par le miroir semi-transparent. Le point P_1 représente le point d'impact du faisceau réfléchi : il se situe exactement sur la surface de la cible (photodiodes).

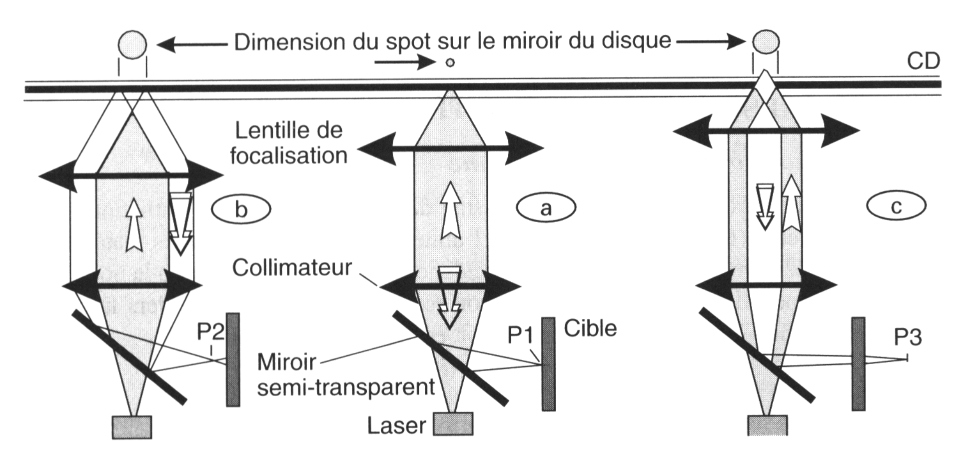


Fig. 9.1 : Le chemin optique dépend de la qualité de la focalisation du faisceau sur le disque

La figure 9.1b montre que lorsque la lentille est trop basse (par rapport au disque), la focalisation n'est pas correctement réalisée. La construction géométrique du faisceau réfléchi montre que le point de croisement P_2 des rayons constituant le faisceau réfléchi, se situe en avant de la surface de la cible. L'impact sur la cible a une surface plus grande que dans la figure 9.1a. L'inclinaison des rayons lumineux par rapport à la normale à la cible atteint une valeur importante i_1 (fig. 9.2a).

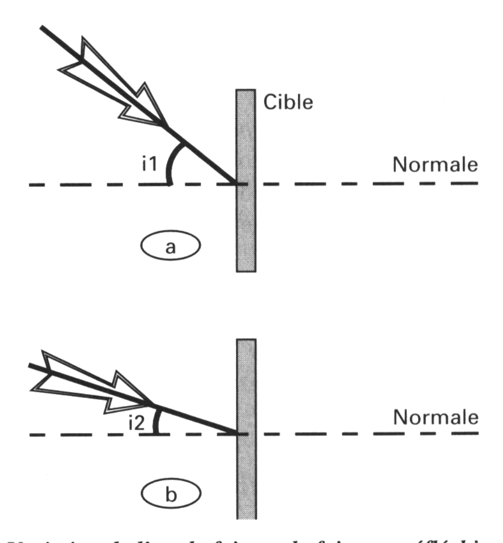


Fig. 9.2 : Variation de l'angle fait par le faisceau réfléchi sur la cible.

Sur la figure 9.1c, la lentille est trop haute. Le point de croisement P_3 des rayons constituant le faisceau réfléchi, se situe en arrière de la surface de la cible. L'impact sur la cible présente une surface comparable au cas de la figure 9.1b mais l'inclinaison des rayons lumineux par rapport à la normale à la cible est plus faible : $i_2 < i_1$ (fig. 9.2b).

Mesure de la qualité de la focalisation

Utilisation d'un coin optique, le prisme

L'indice de réfraction n d'un prisme de verre ou de résine synthétique transparente (fig. 9.3) est supérieur à l'unité et est caractéristique du matériau utilisé. Compte tenu de l'angle d'incidence i_1 mesuré par rapport à la normale au dioptre d'entrée du rayon, le rayon réfracté sortant est dévié vers la base du prisme. On montre que la déviation est donnée par la relation :

$$D = (i_1 + r_2) - S$$

En conséquence, pour un angle au sommet S du prisme et pour un indice de réfraction n dépendant du matériau, *le rayon lumineux est d'autant plus dévié* (fig. 9.3) *que l'angle d'incidence est grand.*

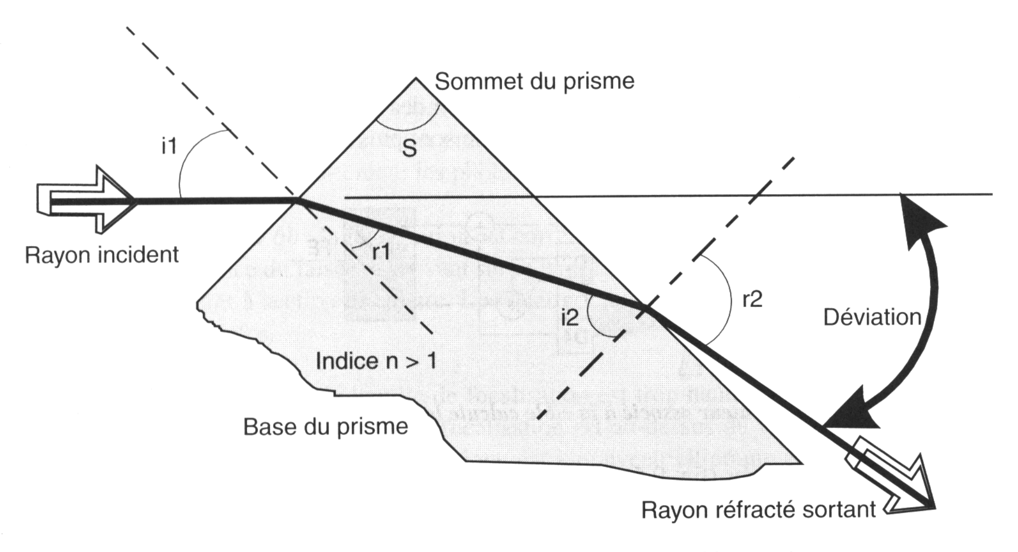


Fig. 9.3 : Le prisme, composant utilisé dans certains blocs optiques.

Coin optique et mesure de la qualité de la focalisation dans le bloc optique monofaisceau

Compte tenu de qualité de la focalisation (lentille de focalisation correctement positionnée en figure 9.1.a ou incorrectement positionnée dans les figures 9.1b et c), nous avons vu que le faisceau réfléchi se présente sous forme d'un faisceau plus ou moins convergent vers la cible (fig. 9.4).

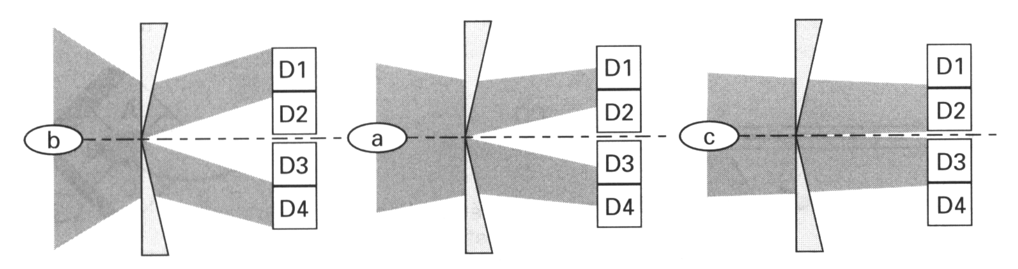


Fig. 9.4 : Le coin optique composé de deux primes est placé devant la cible.

L'angle formé par le cône de lumière intercepté par le coin optique, dépend de l'état de la focalisation.

Figure 9.4a : le point de focalisation est exactement sur le miroir du disque, le cône de lumière réfléchi, arrivant sur le coin optique, a un angle d'incidence moyen. La déviation des faisceaux émergents est telle que les photodiodes D_1, D_2 , D_3 et D_4 de la cible reçoivent la même quantité de lumière.

Figure 9.4b : le point de focalisation est en dessous du disque (lentille trop basse, figure 9.1b), le cône de lumière réfléchi arrivant sur le coin optique a un angle d'incidence fort. La déviation des faisceaux émergeants est importante et les photodiodes D_1 et D_4 de la cible sont plus fortement éclairées.

Figure 9.4c : le point de focalisation est en dessus du disque (lentille trop haute, figure 9.1c), le cône de lumière réfléchi arrivant sur le coin optique a un angle d'incidence faible. La déviation des faisceaux émergeants est faible et les photodiodes D_2 et D_3 de la cible sont plus fortement éclairées.

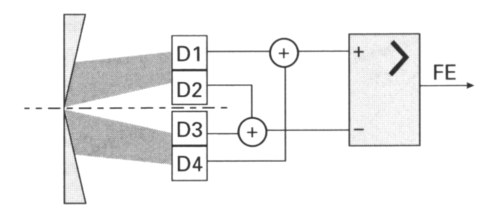


Fig. 9.5 : L'opérateur associé à la cible calcule la tension d'erreur de focalisation.

L'opérateur (fig. 9.5) permet de produire une tension représentative de la qualité de la focalisation : l'amplitude est significative de l'amplitude de l'erreur de focalisation ; le signe de la tension produite détermine si la lentille de focalisation est trop basse ou trop haute par rapport au disque. Cette tension d'erreur (ε) de focalisation est souvent notée *FE*. Le symbole *FE* signifie *Focus Error*.

$$FE = k \cdot [(i_{D1} + i_{D4}) - (i_{D2} + i_{D3})]$$

Utilisation d'une lentille cylindrique et mesure de la qualité de la focalisation dans un bloc optique triple faisceau

Le coin optique utilisé dans le bloc optique monofaisceau est remplacé par une lentille cylindrique. La forme géométrique de la section droite du faisceau émergeant de la lentille cylindrique varie en fonction de l'angle d'incidence du faisceau laser.

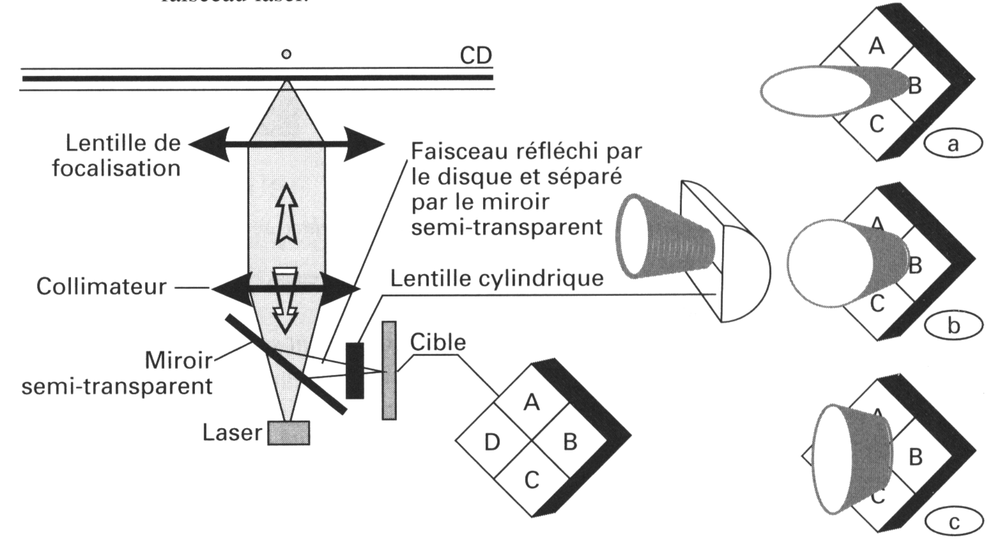


Fig. 9.6 : L'éclairement des photodiodes de la cible dépend de la qualité de la focalisation.

Figure 9.6a : la lentille de focalisation est trop basse (on est dans le cas représenté figure 9.1b), le point de focalisation est en dessous du miroir du CD. Le faisceau réfléchi est séparé par le miroir semi-transparent et traverse la lentille cylindrique. Le faisceau émergeant de la lentille cylindrique est elliptique et éclaire plus fortement les photodiodes B et D de la cible.

Figure 9.6b : la focalisation est correctement réalisée (fig. 9.1a). L'angle d'incidence du faisceau arrivant sur la lentille cylindrique donne un faisceau émergeant à section circulaire. Les quatre photodiodes de la cible sont également éclairées.

Figure 9.6c : la lentille de focalisation est trop haute (trop proche du disque, figure 9.1c), le point de focalisation est au-dessus du CD. Le faisceau émergeant de la lentille cylindrique est à nouveau elliptique et éclaire plus fortement les photodiodes A et C de la cible.

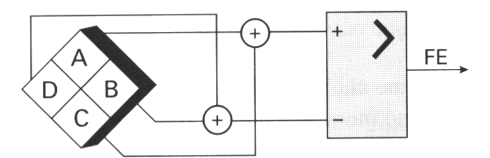


Fig. 9.7 : L'opérateur associé à la cible calcule la tension d'erreur de focalisation.

L'opérateur produit une tension d'erreur ε représentative de la qualité de la focalisation (FE = *Focus Error*) :

$$FE = k. [(i_A + i_C) - (i_B + i_D)]$$

BOUCLE D'ASSERVISSEMENT DE FOCALISATION

Actuateur de focalisation

La lentille de focalisation est montée sur un ensemble électromécanique (actuateur) capable de lui assurer un déplacement vertical.
Quel que soit le type du bloc optique considéré, l'actuateur de focalisation (fig. 9.8) est essentiellement constitué par :

• une bobine, mobile, au centre de laquelle est fixée la lentille. Cette bobine est montée sur une suspension. Au repos, l'équipage mobile (lentille et bobine) est en position basse ;

• un ou deux aimants permanents. La bobine est placée dans le champ magnétique des aimants.

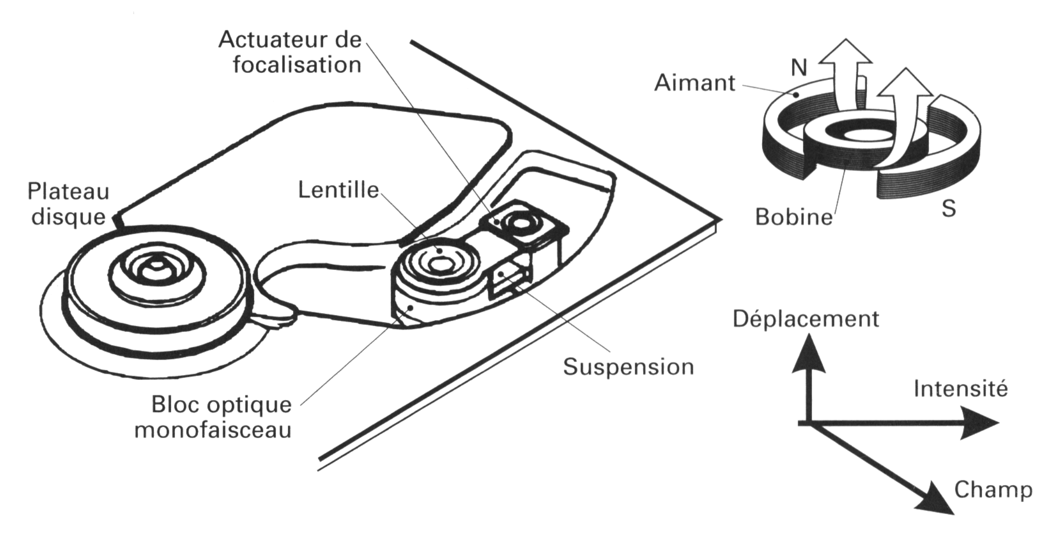


Fig. 9.8 : Mécanisme à bloc optique monofaisceau (selon doc. Philips). Éléments de l'actuateur.

La figure 9.8 donne une illustration typique de l'actuateur de focalisation monté sur le bloc optique monofaisceau produit par *Philips*. Le courant circulant dans la bobine (placée dans le champ magnétique de l'aimant), provoque un déplacement vertical de la bobine.

Il est possible de conceptualiser le fonctionnement de l'actuateur. Pour simplifier, on considère que le plan de la bobine est perpendiculaire à l'axe de l'aimant (fig. 9.9). Le courant circulant dans la bobine induit un champ magnétique dont l'orientation dépend du sens du courant.
La figure 9.9a illustre la situation où le sens du courant est tel qu'une face sud *S* apparaît en face du pôle nord de l'aimant. Il en résulte une force d'attraction qui provoque le déplacement de la bobine vers la gauche.
Dans la seconde expérience (fig. 9.9b), le sens du courant a été inversé. La bobine présente alors une face nord *N* du côté de l'aimant. Le pôle de l'aimant étant de même nom que la face de la bobine en vis-à-vis, il existe une force de répulsion qui fait se déplacer la bobine vers la droite.

Le vecteur induction au centre de la bobine est dans l'axe de la bobine. Son module est donné par :

$$B = \frac{\mu_0 . n . i}{2r}$$

avec n = nombre de spires et r = rayon.

Essai de quantification du déplacement de l'équipage mobile (bobine et lentille) de l'actuateur

On peut évaluer la masse de la lentille et la bobine de l'actuateur : m est de l'ordre de 1 à 2 grammes.

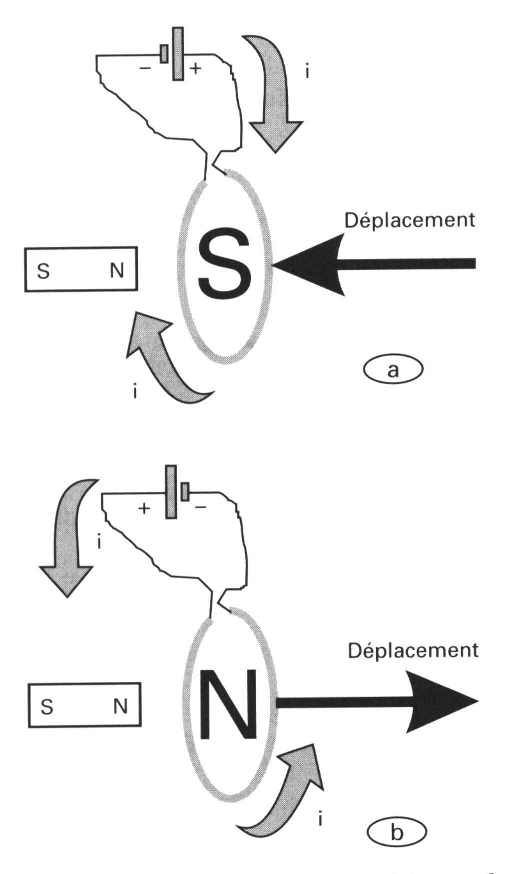


Fig. 9.9 : Le sens du déplacement de la bobine dépend du sens du courant.

Lors de la montée vers le disque, l'ensemble bobine-lentille, est soumis à une force dont le module est donné par la loi de Laplace :

$$F = B_A \cdot n \cdot i \cdot l,$$

B_A est la valeur moyenne de l'induction magnétique fournie par l'aimant, n le nombre de spire de la bobine, l la longueur d'une spire. Pour être rigoureux, il faut tenir compte du poids de l'équipage mobile $\vec{p} = m \cdot \vec{g}$, $\vec{g}$ étant l'accélération de la pesanteur (g = 9,81 m.s^{-2}) qui travaille en opposition avec $\vec{F}$ lors de la montée de la lentille.

Le principe fondamental de la dynamique permet d'évaluer l'accélération γ de la lentille lors de la montée vers le disque : $\vec{F} = m\vec{\gamma}$.
On peut simplifier l'écriture, ce qui nous donne, en module :

$$\gamma = k \cdot i - g.$$

En conclusion, on retiendra que *le comportement de l'actuateur dépend du courant* qui le traverse.

Comportement de la bobine en régime variable

Quand un courant circule dans la bobine, il en résulte un flux magnétique Φ, image du courant. La bobine étant linéaire (absence de noyau magnétique), à une variation de courant *di*, on peut associer la variation de flux donnée par la relation :

$$di = \frac{1}{L} d\Phi ,$$

L mesure l'inductance de la bobine.

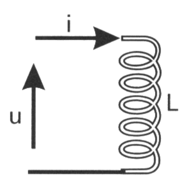


***Fig. 9.10 : Bobine caractérisée par son inductance* L.**

La tension produite aux bornes de l'inductance *L* s'écrit :

$$u = \frac{d\Phi}{dt} \quad \text{ou encore} \quad u = L\frac{di}{dt}.$$

Réponse harmonique d'une inductance *L* (bobine supposée idéale)

Considérons un courant sinusoïdal

$$i = \hat{I} \sin \omega t,$$

appliqué en entrée de la bobine. Il en résulte une tension à ses bornes

$$u = L \cdot \hat{I} \frac{d(\sin \omega t)}{dt} ;$$

soit encore

$$u = L\omega \cdot \hat{I} \sin (\omega t + \pi/2),$$

avec $\omega = 2\pi f$. Ce résultat nous rappelle que le module de la réactance d'une bobine est :

$$X_L = L\omega.$$

CONCLUSION

La bobine est un élément *dérivateur* qui, lorsqu'il est parcouru par un courant sinusoïdal d'amplitude constante, voit à ses bornes une tension sinusoïdale dont l'amplitude est proportionnelle à la fréquence du courant.

Considérons une tension sinusoïdale

$$u = \hat{U} \sin \omega t,$$

appliquée à la bobine. Il en résulte un courant

$$i = \frac{1}{L} \cdot \hat{U} \int \sin \omega t \cdot dt .$$

soit encore

$$i = \frac{\hat{U}}{L\omega}\sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right),$$

avec $\omega = 2\pi f$. Ce résultat nous rappelle (encore une fois, s'il en est besoin !) que le module de la réactance d'une bobine est :

$$X_L = L\omega.$$

RÉCIPROQUEMENT

Si on applique une tension sinusoïdale d'amplitude constante aux bornes d'une bobine, le courant traversant la bobine est inversement proportionnel à la fréquence de la tension aux bornes de L. Autrement dit, le courant diminue quand la fréquence augmente.

Circuit de puissance associé à l'actuateur de focalisation

L'actuateur de focalisation et l'amplificateur de puissance constituent les éléments de puissance de la chaîne d'action (fig. 9.11). L'actuateur réalise une conversion courant $i \rightarrow$ déplacement Z.

L'amplificateur de puissance est commandé par la grandeur ε_r dont nous préciserons la signification dans la suite de l'exposé.

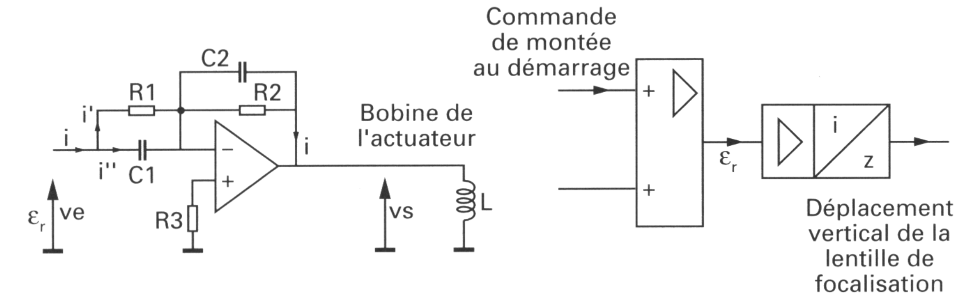


Fig. 9.11 : Structure type de l'amplificateur de puissance associé à l'actuateur de focalisation.

Étude de la fonction de transfert AV de l'amplificateur de puissance organisé autour d'un composant intégré linéaire de puissance.

Considérant que la tension différentielle est nulle, le courant « i » est donné par les relations

$$i = \frac{v_e(1 + jR_1C_1\omega)}{R_1} \quad \text{et} \quad i = -\frac{v_s(1 + jR_2C_2\omega)}{R_2}$$

Soit l'amplification en tension à vide (ou fonction de transfert) $A_v = \dfrac{v_s}{v_e}$.

On pose $\omega_1 = \dfrac{1}{R_1C_1}$ et $\omega_2 = \dfrac{1}{R_2C_2}$,

L'amplification en tension s'écrit :

$$Av = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1 + j\dfrac{\omega}{\omega_1}}{1 + j\dfrac{\omega}{\omega_2}} \quad \text{soit encore} \quad Av = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1 + j\dfrac{f}{f_1}}{1 + j\dfrac{f}{f_2}}$$

Le calcul du gain en fonction de la pulsation ω ou de la fréquence f nous permet de construire le diagramme asymptotique représenté figure 9.12.

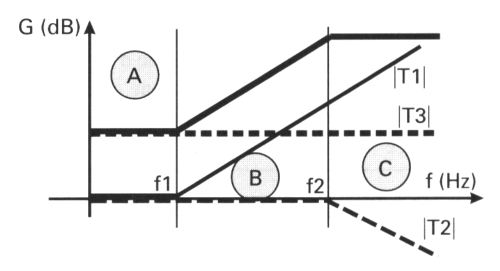


Fig. 9.12 : Construction de la fonction de transfert de l'amplificateur.

Les fréquences f_1 et f_2 sont calculées à partir des pulsations :

$$f_1 = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \quad \text{et} \quad f_2 = \frac{1}{2\pi R_2 C_2}.$$

Le gain est donné par la relation suivante :

$$G_{(dB)} = 20\log\frac{R_2}{R_1} + 10\log\left[1 + \left(\frac{f}{f_1}\right)^2\right] + 10\log\left[1 + \left(\frac{f}{f_2}\right)^2\right]$$

$$G_{(dB)} = \quad |T_3| \quad + \quad |T_1| \quad + \quad |T_2|$$

Le diagramme asymptotique permet de mettre en évidence deux modes de fonctionnement de l'étage : quand le gain est constant (zones A et C), l'étage fonctionne en amplificateur linéaire ; quand le gain est croissant (zone B), l'étage fonctionne en différentiateur.

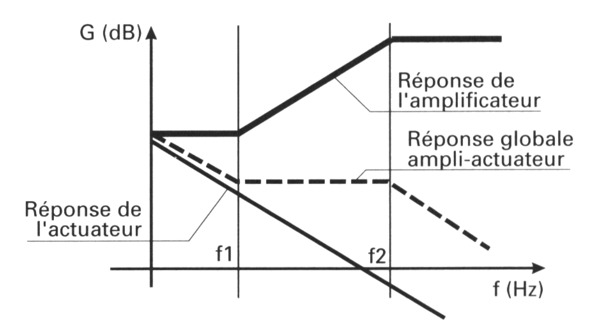


Fig. 9.13 : La plage linéaire de fonctionnement de l'ensemble amplificateur-actuateur est comprise dans l'intervalle (f_1 ; f_2).

Au-delà de la fréquence f_2, le module de la réactance du condensateur C_2 diminue et le gain de l'amplificateur est constant (fig. 9.13). Si l'amplitude de tension de commande est maintenue constante, le courant dans la bobine de l'actuateur est divisé par deux chaque fois que la fréquence est doublée. Le déplacement de la lentille est amorti. Cette réponse de l'ensemble amplificateur-actuateur est un facteur de stabilité de fonctionnement.

L'étude de la réponse de l'amplificateur à un échelon de tension *(réponse indicielle)* permet de mettre en évidence la réponse du circuit en régime transitoire. Compte tenu de l'étude précédente, dans un but de simplification, il est possible de ne pas tenir compte du condensateur C_2 dans l'étude de la réponse de l'étage à un échelon de tension. L'étude porte sur le schéma de la figure 9.14.

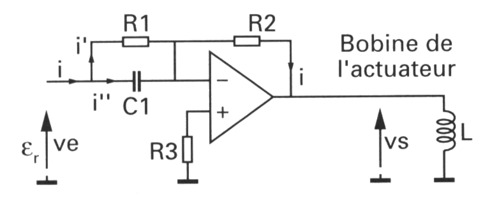


Fig. 9.14 : Schéma simplifié de l'amplificateur (réponse à un échelon de tension).

Considérant que la tension différentielle est nulle, les courants *i'* et *i* peuvent s'écrire :

$$i' = \frac{v_e}{R_1} \qquad \text{et} \qquad i'' = C_1 \cdot \frac{dv_e}{dt}.$$

Sachant que $i = -\frac{v_s}{R_2}$, on vérifie que v_s peut se mettre sous la forme :

$$-v_s = \frac{v_e \cdot R_2}{R_1} + R_2 C_1 \cdot \frac{dv_e}{dt}.$$

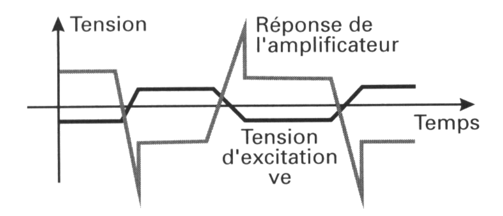


Fig. 9.15 : Allure de la réponse de l'amplificateur à un échelon de tension.

La durée des fronts de montée de la tension de sortie est *raccourcie* comparativement aux fronts de la tension d'excitation (fig. 9.15). On peut encore dire que le temps de réponse à une excitation est raccourci, comparativement au temps de réponse que donnerait un amplificateur linéaire.

On retiendra que la réponse de l'amplificateur de puissance (fonction de transfert) est calculée de façon à satisfaire aux exigences de fonctionnement de l'actuateur qui lui est associé. Dans le cas qui nous occupe, la réponse de l'ensemble amplificateur-actuateur est linéaire dans le domaine de fréquence correspondant au fonctionnement normal (régime établi) de l'asservissement de focalisation.

Éléments de la boucle d'asservissement de focalisation

La boucle d'asservissement de focalisation reproduit, dans sa conceptualisation, l'organisation fonctionnelle utilisée dans l'asservissement de la diode laser. Le schéma de la figure 9.16 rappelle l'essentiel de la boucle d'asservissement et l'adapte à l'asservissement de focalisation.

La position de la lentille de focalisation (hauteur Z) est mesurée par l'angle solide (Y) du cône du faisceau laser incident. La position du miroir du disque constitue la référence. *La lumière réfléchie, récupérée en sortie du miroir semi-transparent, en face de la cible, constitue le résultat de la comparaison optique (plan du miroir du disque par rapport au point de focalisation).*

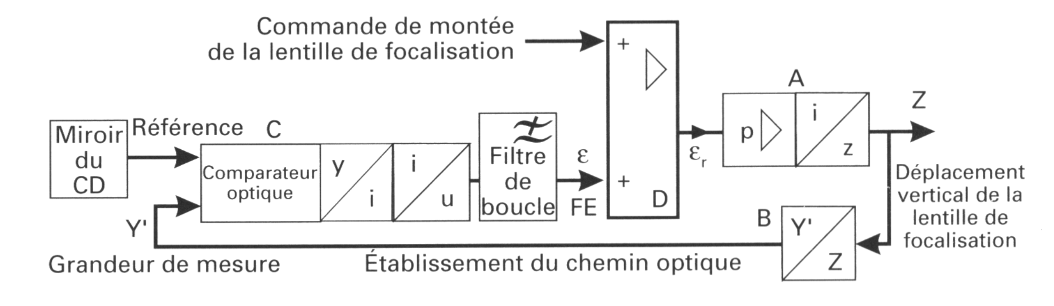


Fig. 9.16 : Organisation fonctionnelle de la boucle d'asservissement de focalisation.

Il est nécessaire de placer devant la cible un dispositif analyseur optique (le coin optique ou la lentille sphérique). Les photodiodes de la cible assurent la transduction lumière → courant i, photodiodes auxquelles on adjoint les opérateurs analogiques réalisant la transposition courant i → tension u .

En résumé, l'ensemble des fonctions C

Cet ensemble C réalise :

- le comparateur optique (position du point de focalisation par rapport à la surface réfléchissante du disque),
- la transduction lumière → courant (photodiodes de la cible),
- la transposition courant → tension (opérateurs de l'interface préamplificateur). La tension d'erreur ε produite est généralement appelée FE (*Focus Error*).

Afin d'assurer la stabilité du fonctionnement de la boucle et éviter l'entrée en oscillation de la boucle, il est nécessaire de traiter à travers un filtre passe-bas la tension d'erreur FE afin de n'en conserver que les composantes basses fréquences. Ce filtre est appelé filtre de boucle.

La fonction B

En général, la fonction B assure la conversion et la mise en forme d'une information qui sera utilisée en grandeur de mesure par le comparateur du circuit d'asservissement.
Dans l'asservissement de focalisation et compte tenu de la technologie mise en œuvre, la fonction B est assurée par un élément du chemin optique, la lentille de focalisation elle-même.
La fonction B assure la conversion du mouvement *Z* de l'actuateur en déplacement du point de focalisation par rapport à la surface réfléchissante du disque (miroir).

Entrée secondaire de l'amplificateur sommateur D

La séquence de recherche de focalisation, nécessaire au démarrage du circuit de focalisation en début de la lecture du disque est prise en compte par l'entrée secondaire de l'amplificateur sommateur D. Lors du chargement du disque dans le lecteur, la machine est *aveugle*.
Préalablement à toute opération, il est nécessaire d'effectuer une reconnaissance du disque (lecture du TOC ou Menu). Pour cela, la fonction *Gestion* lance une procédure se traduisant par une montée de la lentille de focalisation vers le disque.

L'entrée secondaire de l'amplificateur sommateur est connectée à un circuit intégrateur, lui-même câblé sur la ligne d'un port positionné en sortie du microcontrôleur de *Gestion*.
La tension appliquée sur l'entrée du sommateur est en général appelée *Focus Start* ou encore *Focus Search* (fig. 9.17).

Suite à la séquence de démarrage, il peut s'avérer opportun de conserver la tension appliquée sur l'entrée secondaire correspondant au point de focalisation sur le miroir du disque.
Cette tension, appelée *FE bias* (*Focus bias*) peut être mémorisée dans la RAM du microcontrôleur de *Gestion* et être maintenue sur l'entrée secondaire de l'amplificateur sommateur tant que le disque reste dans le lecteur.

Les fonctionnements aléatoires sont considérés comme étant le résultat de tensions aléatoires présentes sur l'entrée secondaire du sommateur D. Ces fonctionnements font généralement suite à un choc mécanique, un parasite électrique, à une poussière sur le disque, etc.

La tension obtenue en sortie de l'amplificateur sommateur est la résultante de la tension d'erreur FE obtenue en sortie du filtre de boucle et des tensions présentes sur l'entrée secondaire.

On appellera la tension de sortie du sommateur D, tension d'erreur corrigée ou tension d'erreur pondérée. Cette tension est notée encore ε_r .
La tension de type *Focus Start* ou *FE bias* (fig. 9.17) est obtenue en intégrant le signal de type PWM disponible en sortie du microcontrôleur de *Gestion*. Revoir à ce sujet le chapitre consacré à l'étude de la fonction *Gestion* et en particulier le *paragraphe ligne de commande de type analogique*.

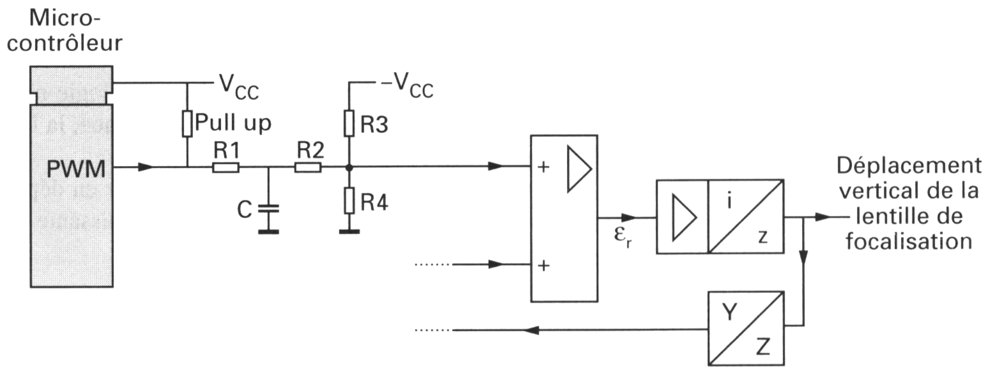


Fig. 9.17 : La tension de* Focus Start *est appliquée sur l'entrée secondaire de l'amplificateur sommateur.

REMARQUE

Le fonctionnement de la boucle n'est pas modifié quand le filtre de boucle est placé derrière l'amplificateur sommateur (fig. 9.18).

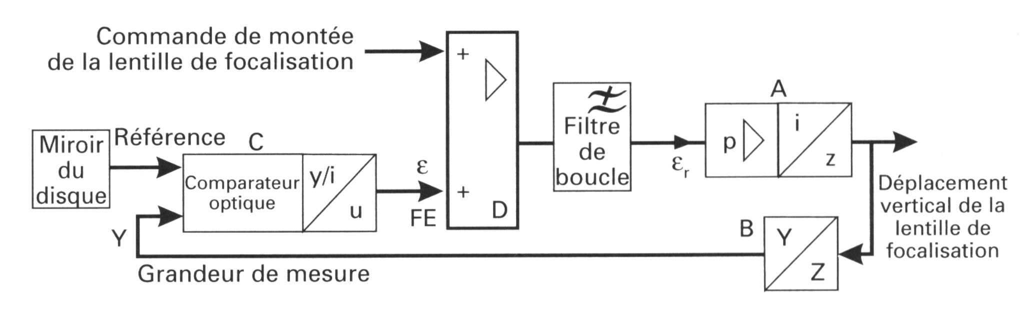


Fig. 9.18 : Variante dans l'organisation de la boucle d'asservissement.

CONTRÔLE DE L'ÉTABLISSEMENT DU CHEMIN OPTIQUE PAR LE MICROCONTRÔLEUR DE *GESTION*

Rappelons qu'aussitôt après la mise en place du disque (CD-DA par exemple), la machine est *aveugle*. Une des étapes importantes à la reconnaissance du

disque est l'établissement du chemin optique. Nous conduisons l'étude sur la base de l'algorigramme de la figure 9.19.

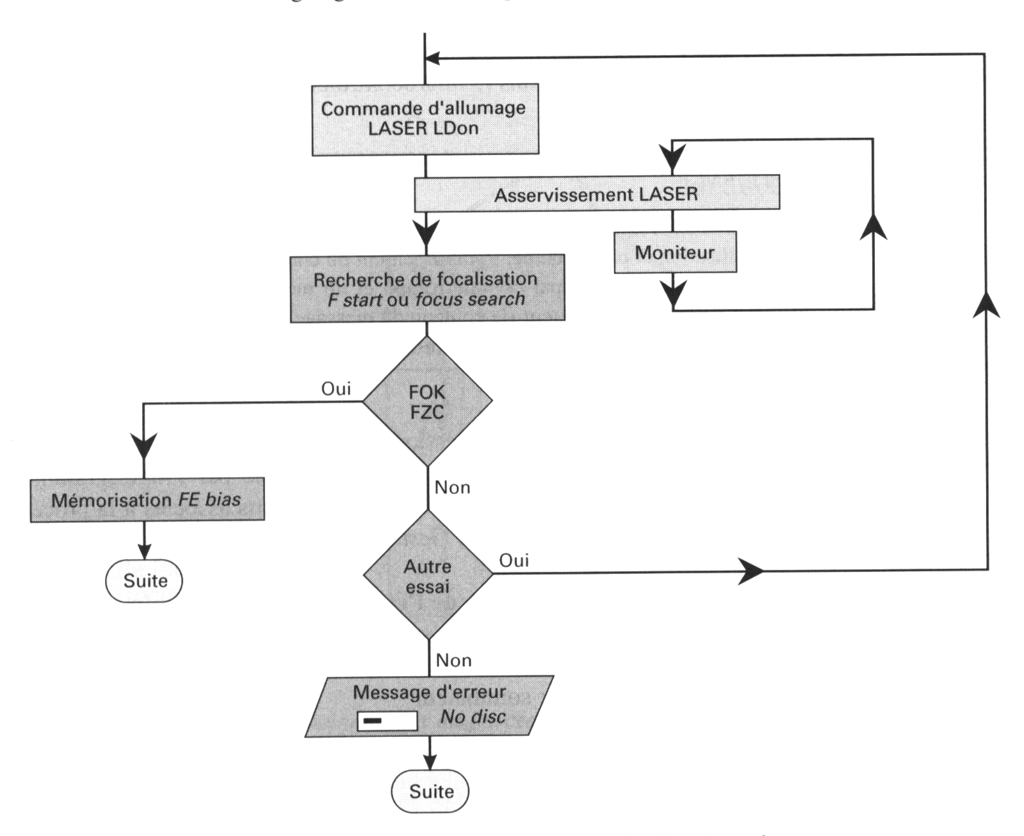


Fig. 9.19 : Conditions à l'établissement du chemin optique.

Après avoir donné l'ordre d'allumage de la diode laser, le microcontrôleur de gestion enchaîne les opérations conduisant à la reconnaissance du disque placé dans le lecteur.

On remarque que la gestion ne contrôle pas le fonctionnement de la diode laser (fig. 9.19). L'asservissement laser ne rend pas compte de son état de fonctionnement.

Après avoir lancé la recherche de focalisation, une fonction annexe des circuits de focalisation fabrique les informations de type *Focus OK* et *Focus Zero Crossing*. Ces informations, destinées au microcontrôleur de *Gestion*, sont repérées FOK et FZC sur l'algorigramme (fig. 9.19).

Nous décrirons précisément les signaux FOK et FZC dans la seconde partie de ce chapitre.

Si l'essai de focalisation (conséquence de la montée de la lentille vers le disque faisant suite à l'ordre *Focus Start* ou *Focus Search*) n'est pas constaté

par le microcontrôleur de *Gestion*, le résultat du test est négatif et un nouvel essai est tenté, dans la limite de trois ou sept essais.
Le nombre d'essais maximal autorisé est fixé lors de la conception du programme placé en mémoire non volatile (EPROM par exemple), cette mémoire de programme étant placée dans le microcontrôleur de *Gestion*.

CONSÉQUENCE

Quand les essais sont tentés sans que le microcontrôleur ait pu constater la focalisation et par là même, l'établissement du chemin optique, le déroulement du programme principal est interrompu et un message d'erreur est affiché à destination de l'utilisateur (le contenu du message d'erreur est noté dans le fascicule utilisateur livré avec la machine).

Afin de mieux comprendre la signification et l'enchaînement des étapes de la procédure d'établissement du chemin optique résumée par l'algorigramme (fig. 9.19), nous allons examiner précisément les circuits associés à la procédure gérée par le microcontrôleur de *Gestion*.

Contrôle du circuit d'asservissement et mesure de l'établissement du chemin optique

La description de la boucle d'asservissement de focalisation nous a montré qu'il est possible de modifier le fonctionnement de la boucle par l'entrée secondaire de l'amplificateur sommateur.

Recherche de focalisation

La tension de commande de montée de la lentille de focalisation est prépondérante au démarrage du lecteur. On peut donc se permettre de déconnecter la

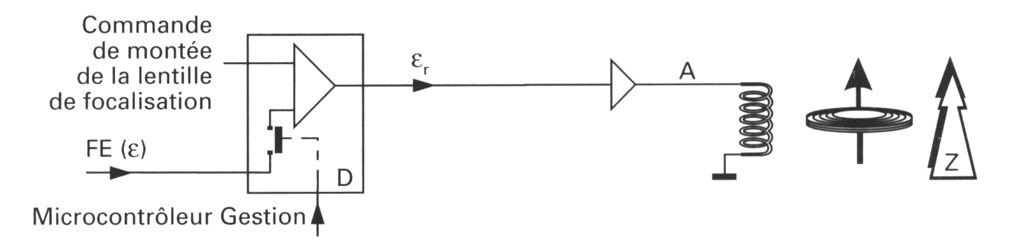


Fig. 9.20 : Éléments de la boucle d'asservissement utilisés au démarrage (recherche de focalisation).

tension d'erreur ε (*Focus Error*) issue des opérateurs de l'interface laser.
Tant que le chemin optique n'est pas établi (le point de focalisation est trop éloigné du miroir du disque), la luminance *Yr* du faisceau réfléchi est pratiquement nulle. Le signal de lecture HF/RF n'existe pas. À l'oscilloscope, on observe une tension variable de très faible amplitude correspondant au bruit

thermique des composants. La tension d'erreur ε de focalisation n'est pas représentative d'un état de fonctionnement.
La tension d'erreur corrigée ε_r, appliquée en entrée de l'amplificateur de puissance (fig. 9.20), commande la montée de la lentille vers le disque. Le mouvement de la lentille est quasi linéaire, l'amplitude du mouvement est maximale.

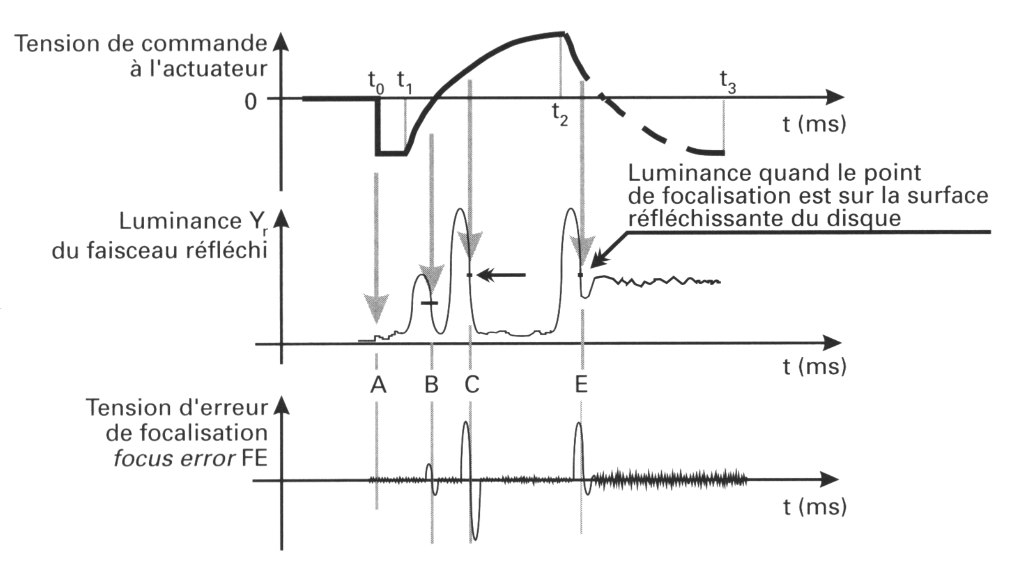


Fig. 9.21 : Variation de la luminance* Yr *du faisceau réfléchi lors de la recherche de focalisation.

Le temps t_0 correspond à la fin de la mise en place d'un disque (fig. 9.21). La diode laser est allumée et la boucle d'asservissement de la diode laser fonctionne.
La commande de l'actuateur, générée par le microcontrôleur de *Gestion* et appliquée sur l'entrée secondaire du sommateur D, est négative de t_0 à t_1 : la lentille est alors en position basse, le point de focalisation est très en dessous de la surface réfléchissante du disque (miroir). La luminance *Yr* du faisceau réfléchi par le disque est quasi nulle (*repère A*, fig. 9.21).

Une tension croissante (du temps t_1 au temps t_2, charge de condensateur) est appliquée à l'actuateur. La lentille monte vers le disque, le foyer de la lentille se déplace vers le haut, atteint et dépasse de disque. La luminance *Yr* augmente brusquement quand le point de focalisation atteint la surface inférieure du disque : une petite réflexion se produit et une tension d'erreur est produite (*repère B*, fig. 9.21). *Yr* augmente à nouveau et de façon plus importante quand le point de focalisation est sur le miroir du disque. Une tension d'erreur FE est produite (*repère C*) .

Du temps t_2 au temps t_3, après avoir atteint le *point haut*, une tension décroissante est appliquée à l'actuateur (décharge de condensateur). La lentille redes-

cend : le point de focalisation passe par le miroir du disque (surface réfléchissante). La luminance *Yr* augmente à nouveau quand le point de focalisation est proche du miroir du disque (*repère E*, fig. 9.21).

Choix du point de focalisation

Lors de la montée de la lentille vers le disque, il se produit une première réflexion du faisceau laser sur la surface inférieure du disque. Cette réflexion est due au changement d'indice de réfraction du milieu de propagation du faisceau laser (passage du faisceau de l'air à la résine transparente du disque).
Quoique la luminance produite lors de la réflexion sur la surface inférieure du disque soit de faible amplitude, il se produit une tension d'erreur FE pouvant être interprétée comme l'établissement du chemin optique.
Pour éviter toute erreur d'interprétation (qui entraînerait un dysfonctionnement !), en particulier lors du démarrage de la lecture de disque à faible réflectivité (*Mini Disc*-Magnéto Optique MD-MO), le contrôle de l'établissement du chemin optique est souvent réalisé lors de la descente de la lentille, pendant l'intervalle de temps t_2 à t_3 (fig. 9.22). En fait, le microcontrôleur de *Gestion* n'interprète les résultats de l'essai de focalisation que pendant l'intervalle de temps de t_2 à t_3 .

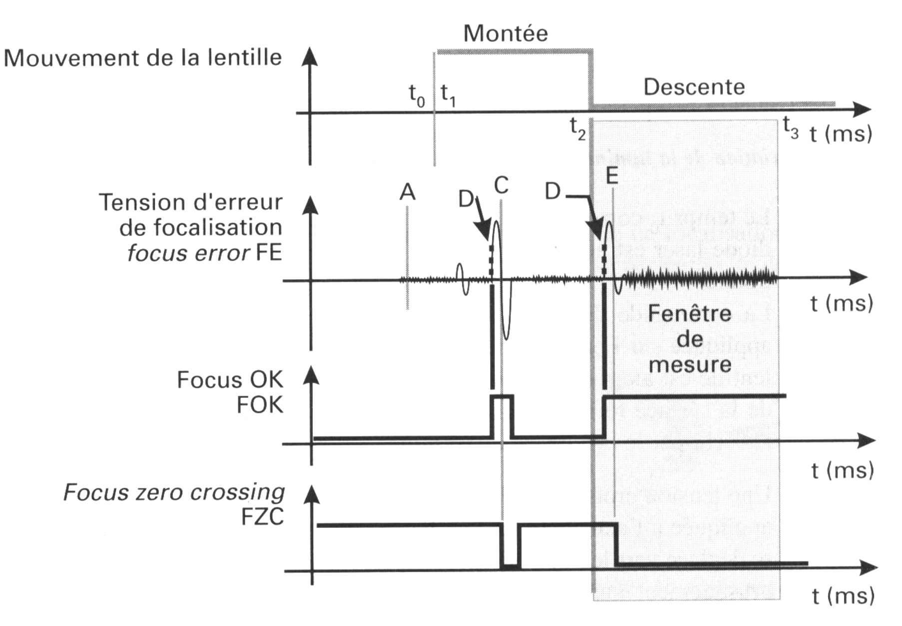


Fig. 9.22 : La fenêtre de mesure de FOK et FZC est arbitrairement choisie lors de la descente de la lentille de focalisation.

Focus Ok et Focus Zero Crossing

La tension de *Focus OK* est fabriquée par un circuit à seuil, à partir du signal de lecture HF/RF. En effet, tant que le chemin optique n'est pas établi, la lumi-

nance *Yr* du faisceau réfléchi est pratiquement nulle et aucune information n'est présente sur les photodiodes de la cible (on ne mesure que le bruit thermique en sortie des opérateurs et éventuellement une composante continue dépendant du choix technologique fait par le concepteur).
Dès que la lentille de focalisation se trouve dans la zone permettant l'établissement du chemin optique, la luminance *Yr* augmente et un signal de lecture existe.
Une détection de ce signal de lecture et le positionnement par rapport à un seuil permettent de conserver une immunité au bruit suffisante pour assurer la fiabilité du fonctionnement.
La tension de *Focus Zero Crossing* FZC est obtenue quand la tension d'erreur de focalisation est nulle (FE = 0). Cette tension FZC est fabriquée par un circuit à partir de la tension FE.

REMARQUE

Si la tension FOK est active sur un intervalle de temps, la tension FZC est active à l'instant précis où FE = 0.

FOCALISATION : POINTS DE REPÈRE

Asservissement de focalisation sur DAD 2104-2124 (Thomson)

La production des signaux *Focus Error* FE et *Focus OK* FOC est assurée par le composant intégré CXA1081M conçu par Sony. La lecture du schéma (fig. 9.23) nous permet de vérifier que la fabrication de FOK est obtenue à partir du signal HF/RF alors que la tension FE est calculée par un amplificateur soustracteur dont la sortie est disponible broche 19.

Le signal *Focus Zero Crossing* FZC est obtenu à partir du signal FE, mis en forme par TC_{19} et appliqué en entrée du microcontrôleur de *Gestion* (fig. 9.23).
Pour établir le chemin optique, la lentille de focalisation doit monter vers le disque : la tension de *Focus start* Fsr est produite par le microcontrôleur de *Gestion* sur un port programmé en sortie et produisant un signal de type PWM. La tension PWM est intégrée par le condensateur CF_{02} de 1 µF et symétrisée par rapport à la masse (tension alternative). La tension de *Focus start* est ensuite appliquée sur l'entrée *Focus bias* Feb, broche 18 du CXA1081M.

Mesures à l'oscilloscope numérique

On souhaite visualiser la tension analogique de commande de montée de la lentille. La durée d'un cycle, nécessaire à une montée, est de l'ordre de la seconde (fig. 9.24).

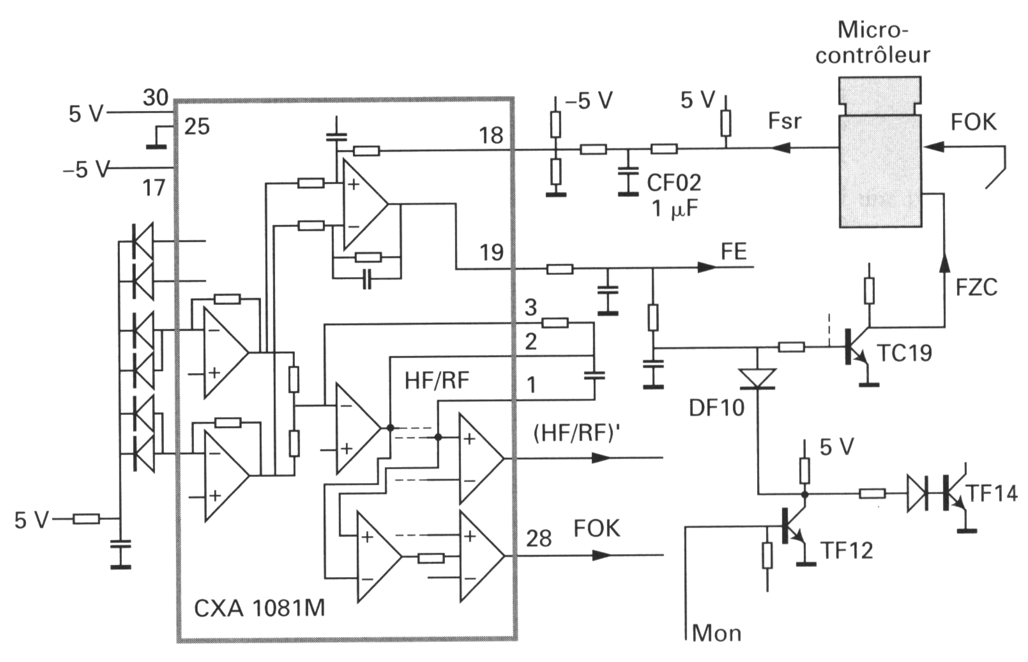


Fig. 9.23 : Circuits produisant la tension d'erreur FE et les tensions FZC, FOK (DAD2104-2124, Thomson).

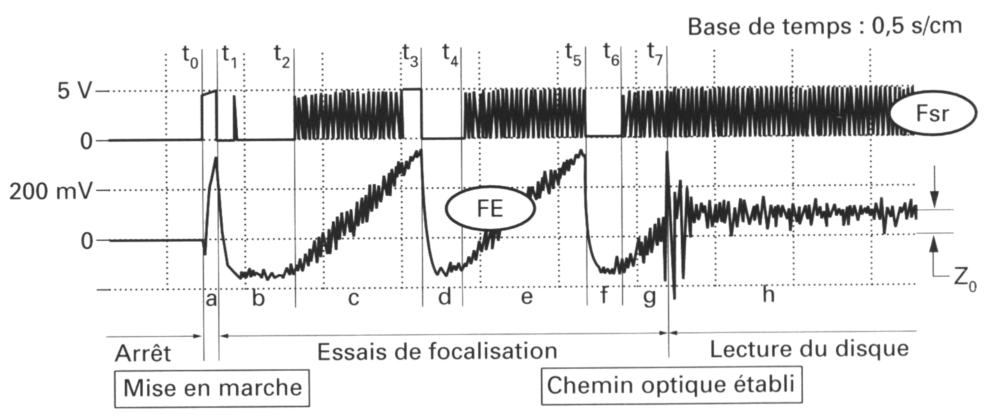


Fig. 9.24 : Oscillogrammes des signaux FE (broche 19 du CXA) et Fsr (broche 16 du microcontrôleur).

À l'instant t_0 correspond la mise sous tension de l'appareil. Un CD-DA a été préalablement chargé (pour les besoins de l'expérience). On observe un passage à l'état haut de la ligne Fsr du microcontrôleur de *Gestion*. Il en résulte une tension sur FE mais la lentille ne monte pas (durée repérée *a*, fig. 9.24).

La ligne PWM est mise à zéro à l'instant t_1. Fsr = 0. La lentille est positionnée et maintenue basse sur l'intervalle de temps repéré b (fig. 9.24).

Au temps t_2 , une tension rectangulaire, dont le rapport cyclique est croissant, est délivrée par le microcontrôleur. La valeur analogique correspondant à Fsr est croissante (rampe mesurée sur FE). La lentille monte vers le disque pendant environ une seconde (repère *c*, fig. 9.24). Il reste un bruit d'intégration sur la rampe de tension mesurée broche 19.

Au temps t_3 , Fsr retombe à zéro. La tension FE est maximale. La lentille est en position haute. L'essai de focalisation permettant d'établir le chemin optique a échoué.

La tension analogique aux bornes de CF02 est devenue négative (temps t_4). La tension FE broche 19 du CXA est négative. Un cycle peut redémarrer. L'intervalle de temps *d* (fig. 9.24) est suffisant pour permettre la descente de la lentille. L'intervalle *d* est court, comparé à *c* . Dans ce lecteur, la fenêtre de mesure est active lors de la montée de la lentille.

Au temps t_5 , fin d'un nouvel essai de focalisation, la lentille est en position haute. En t_6 , la situation est identique à celle décrite en t_4 .

Le microcontrôleur est ensuite informé que le chemin optique est établi (temps t_7). Le rapport cyclique de la tension Fsr est figé et mémorisé. La valeur moyenne de FE se stabilise. À cette valeur se superpose la tension d'erreur issue des opérateurs de l'interface. La lentille est maintenue autour d'une position moyenne (mesurée par un déplacement Z_0 , positif dans le cas présent). Cette position est corrigée par la tension d'erreur visualisée sur l'intervalle *h* (fig. 9.24). La boucle d'asservissement de focalisation fonctionne maintenant en régime établi.

Le chemin optique est établi, la lecture du CD-DA commence ...

REMARQUE

La focalisation est réalisée pour une tension FE dont la valeur moyenne est positive (dans l'exemple). À noter que les mesures sont conduites sur une machine qui a subi tous les avatars du laboratoire d'essai, les réglages ayant été revus à la baisse pour permettre de mettre en évidence les phénomènes.
L'oscillogramme de la tension FE, mesurée broche 19 du CXA1081M, montre qu'une tension positive Z_0 doit se superposer à la tension d'erreur pour permettre le maintien du chemin optique. Afin de conserver une bonne dynamique d'asservissement, il faut faire en sorte que la valeur de Z_0 soit aussi proche que possible de zéro !

L'existence de Z_0 peut être due à deux causes indépendantes

La hauteur du plateau portant le disque n'est pas convenablement réglée et doit être retouchée. Ce réglage sera appelé *focus mécanique* ou *focus moyen*, en

complément au circuit d'asservissement de focalisation qui est censé réaliser un *focus fin*.

Il existe une différence de sensibilité ou de positionnement des photodiodes de la cible. En effet, la tension d'erreur de focalisation est donnée par :

$$FE = k \cdot [(iA + iC) - (iB + iD)]$$

Pour rattraper ce défaut de positionnement de la cible par rapport au chemin optique idéal, il est nécessaire d'appliquer une *tension d'offset*. Dans certaines configurations, une tension continue est appliquée sur l'entrée FE *bias*. Cette tension d'offset est produite à partir d'un potentiomètre câblé entre $+V_{cc}$ et $-V_{cc}$.

Observation de FE à l'établissement du chemin optique

L'oscillogramme de la figure 9.25 montre précisément l'évolution de la tension d'erreur FE pendant la recherche de focalisation.

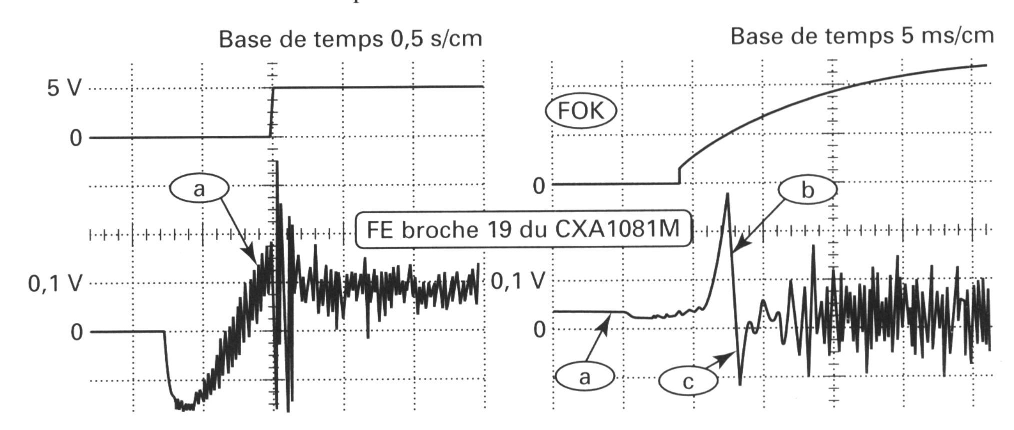


Fig. 9.25 : Gros plan sur les oscillogrammes de FOK et FE.

Repère a (fig. 9.25), la lentille monte vers le disque, le point de focalisation est légèrement en dessous de la surface réfléchissante du disque, mais le flux du faisceau réfléchi est suffisamment important pour enclencher la fabrication de la tension FOK.

Repère b (fig. 9.25), le point de focalisation est au dessus du miroir du CD : la tension d'erreur croît de façon importante et est supérieure à la valeur moyenne de FE. La figure 9.26a rappelle l'éclairement de la cible quand le point de focalisation est trop bas.

Repère c (fig. 9.25), le point de focalisation est repassé légèrement en dessous du miroir du CD : la tension d'erreur décroît et retombe en dessous de la valeur moyenne de FE. La figure 9.26b rappelle l'éclairement de la cible quand le point de focalisation est trop haut.

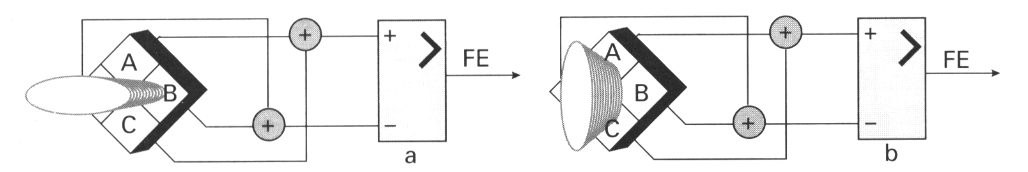


Fig. 9.26 : Qualité de la focalisation et position du faisceau sur la cible.

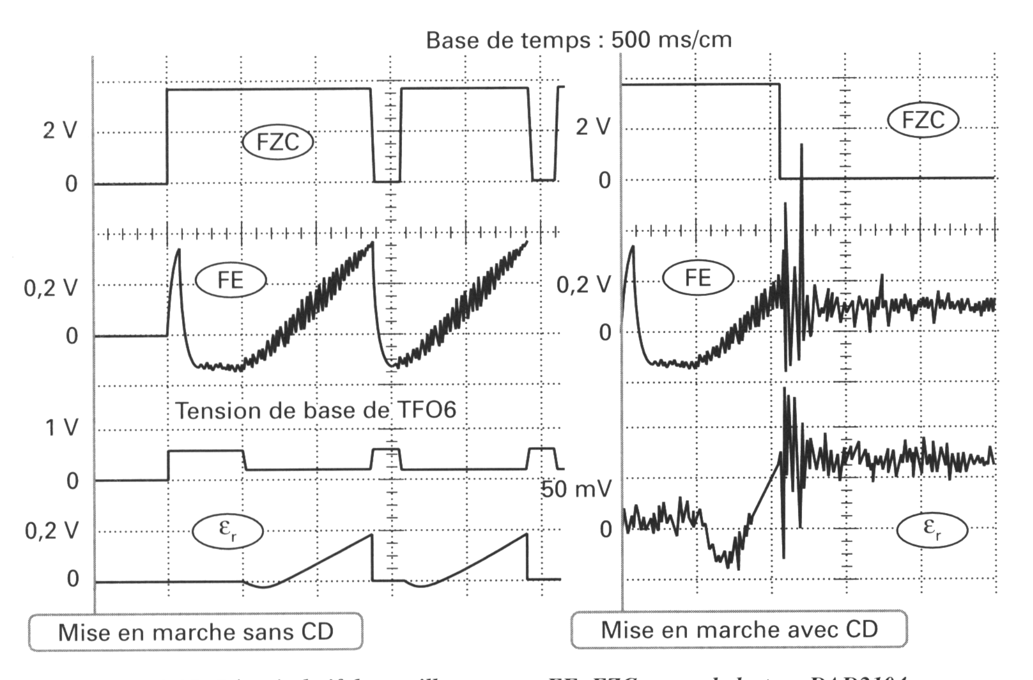


Fig. 9.27: Récapitulatif des oscillogrammes FE, FZC, ε_r sur le lecteur DAD2104.

Filtre de boucle, amplificateur de puissance et actuateur

Le signal FE disponible broche 19 du CXA1081M est appliqué en entrée du filtre de boucle (fig. 9.28). R_8 (1 kΩ) et C_8 (10 nF) constituent la première cellule de ce filtre passe-bas. La fréquence de coupure est donnée par la relation

$F_8 = \dfrac{1}{2\pi.R_8C_8}$ soit environ 16 kHz, en régime de fonctionnement établi.

Les autres éléments du filtre (fig. 9.28) permettent de peaufiner la réponse de la boucle d'asservissement lors du démarrage. En particulier, le transistor T_{14} est saturé tant que le moteur disque n'est pas lancé (Mon = 0) : la résistance R_{15} (100 kΩ) est alors shuntée ; C_{15} (470 nF) est référencé à la masse et réduit la bande passante du filtre de boucle. On évite ainsi un fonctionnement instable de la boucle d'asservissement de focalisation au moment du démarrage.

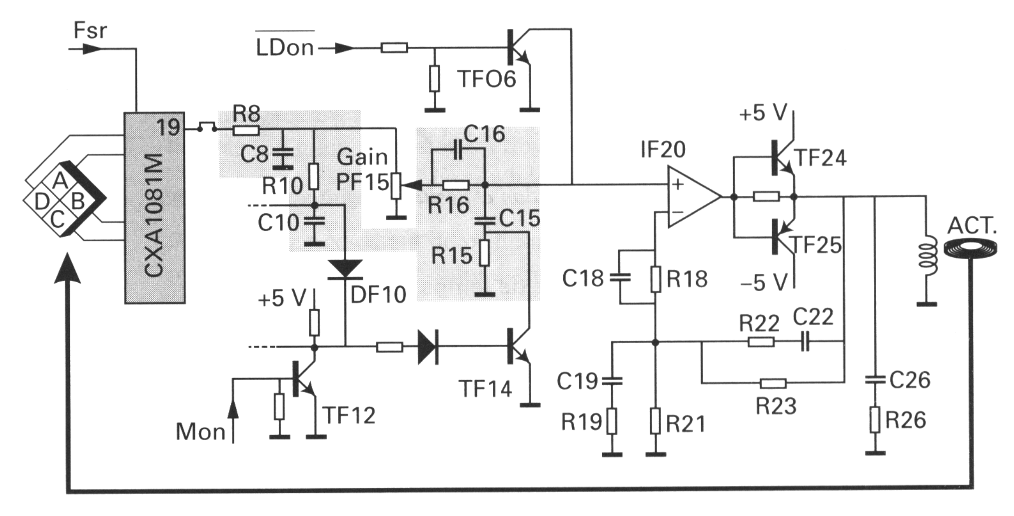


Fig. 9.28 : Boucle d'asservissement de focalisation du DAD2104-2124 (Thomson).

Dès que la commande du moteur disque *Mon* est validée, le transistor T_{14} se bloque et R_{15} est alors libérée. La bande passante nominale du filtre de boucle est rétablie. On restaure ainsi la vitesse de réponse de la boucle d'asservissement de focalisation.

L'action du filtre de boucle est mise en évidence par l'interprétation de la tension ε_r lors de la commande de montée de la lentille vers le disque : le bruit numérique (haute fréquence) est supprimé et n'apparaît plus sur l'oscillogramme de ε_r (fig. 9.27). Rappelons que ε_r est mesurée en entrée du composant intégré IF_{20}.

Rôle particulier de TF_{06}

Tant que la diode laser est éteinte *LDon barre* = 1, le transistor TF_{06} est saturé. La tension d'erreur corrigée ε_r, issue du filtre de boucle, est alors court-circuitée à la masse par TF_{06}. Le fonctionnement de la boucle est inhibé : la tension appliquée à l'actuateur est nulle.
Quand le laser est allumé ($\overline{LDon} = 0$), TF_{06} est bloqué et la boucle d'asservissement est libérée. La tension ε_r est appliquée en entrée de l'amplificateur de puissance constitué autour des éléments IF_{20}, TF_{24} et TF_{25}.

On vérifie l'action de TF_{06} à la lecture des oscillogrammes FE et ε_r lors de la mise en marche du lecteur (fig. 9.29) : la pointe de tension apparaissant sur FE, au moment de l'action sur l'interrupteur de mise en marche, est supprimée sur ε_r.

Amplificateur de puissance et actuateur

L'amplificateur de puissance, réalisé autour de l'amplificateur intégré IF_{20} et des transistors TF_{24}-TF_{25} montés en classe B, est câblé en amplificateur non

inverseur. La lecture du schéma (fig. 9.28) nous permet d'identifier les éléments de réaction {R_{23} // R_{22} et C_{22}} d'une part, {R_{21} // R_{19} et C_{19}} d'autre part. {R_{18} // C_{18}} permettent d'équilibrer les courants de l'amplificateur différentiel d'entrée de IF_{20}.
On établit facilement le parallèle avec l'amplificateur inverseur présenté à la figure 9.11 et on vérifie que la réponse en fréquence est du même type.

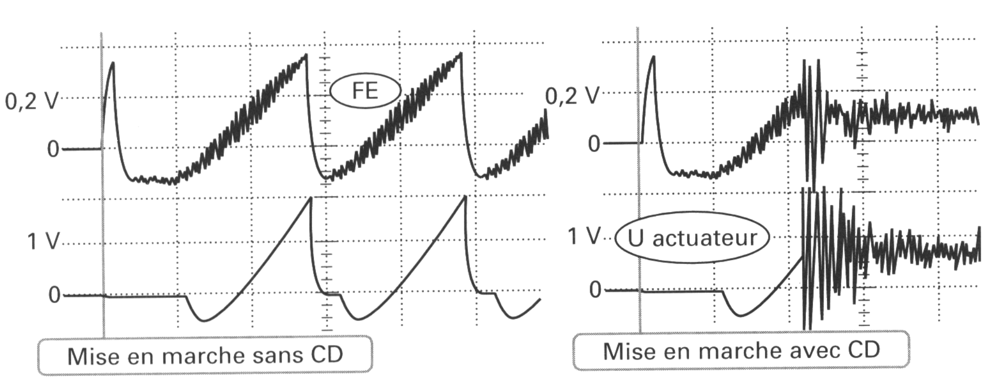


Fig. 9.29 : Oscillogramme de la tension aux bornes de l'actuateur comparé à l'oscillogramme de FE.

Une cellule type *cellule de Boucherot* (R_{26} et C_{26}, fig. 9.28) est câblée en sortie de l'amplificateur de puissance.
Elle nous rappelle qu'il est nécessaire de minimiser les imperfections dues au fonctionnement de l'étage de sortie polarisé en classe B : lors de la commutation d'un transistor (passage de la conduction à l'état bloqué), il faut impérativement fermer l'inductance de l'actuateur sur une *impédance de fermeture* si on ne veut pas voir apparaître un phénomène d'auto-induction.

Asservissement de focalisation sur CD 1 (Grundig)

L'asservissement de focalisation est essentiellement organisé autour de deux composants intégrés : le *digital servoprocessor* TDA1301T et l'*actuator driver* TCA0372 (fig. 9.30). L'ensemble mécanique et le bloc optique sont référencés CDM12.

Une particularité : la cible du bloc optique

Le schéma (fig. 9.30) nous indique que seulement trois photodiodes constituent la partie centrale de la cible du bloc optique. Le TDA1301 est prévu pour fonctionner avec une cible comportant quatre photodiodes. La figure 9.31 montre la particularité de la cible utilisée dans le bloc optique CDM12 conçu par Philips.

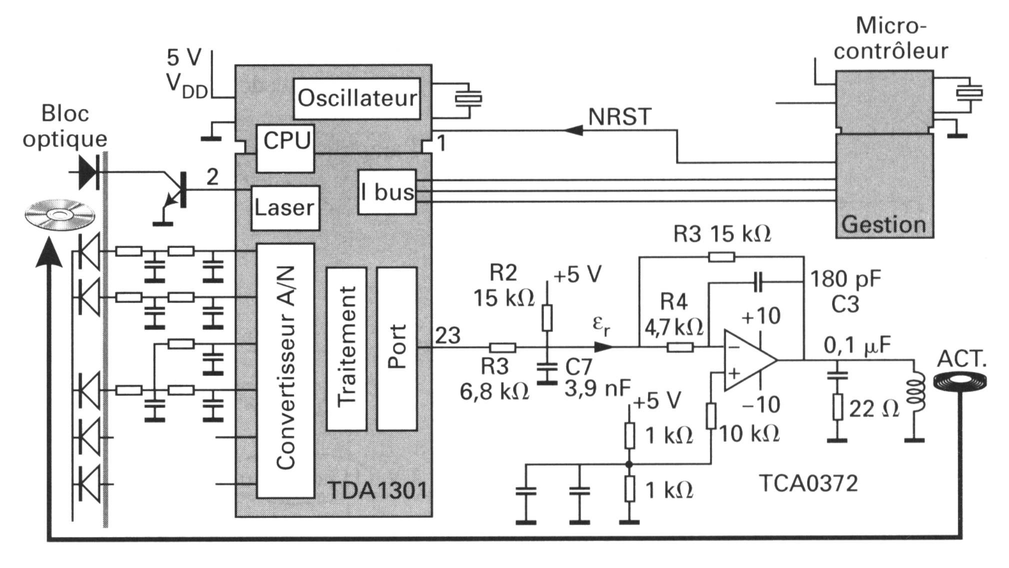


Fig. 9.30 : Boucle d'asservissement de focalisation du CD 1 (Grundig).

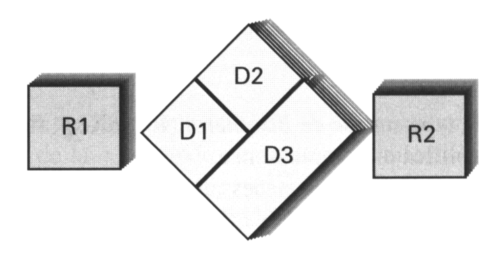


Fig. 9.31 : Agencement de la cible du bloc optique CDM12 (Philips).

Les liaisons photodiodes-TDA1301 se font via des filtres passe-bas. Le tableau suivant résume l'affectation des broches d'entrée du circuit (fig. 9.30).

Photodiode	D1	D2	D3	D3
TDA1301	broche 5	broche 6	broche 7	broche 9

Le TDA1301 est un circuit numérique !

Concept numérique oblige, nous représentons de TDA1301 muni de sa clé de démarrage (fig. 9.30) : les signaux de service, nécessaires au fonctionnement de tout circuit numérique complexe, sont présents.

Les lignes d'alimentation et de masse : une partie du circuit (entrée et convertisseur) est analogique. L'alimentation et la masse sont séparées. Le tableau résume l'affectation des broches du circuit.

	Analogique		Convertisseur	Numérique		
Alimentation	V_{DDA}			V_{DDD1}	V_{DDD2}	
Masse		V_{SSA}				V_{SSD}
			V_{ref}			
Broche	12	3	8	20	28	21

La fréquence de l'horloge, nécessaire à cadencer les circuits internes au TDA1301, est fixée par les éléments câblés entre les broches 18 et 19, et en particulier le quartz KR181 fonctionnant à 8,46 MHz. Une résistance R_{179} de 10 kΩ câblée broche 13 participe au fonctionnement de l'oscillateur (fig. 9.30).
La routine de RESET est activée au démarrage du lecteur quand la broche 1 est portée à un niveau haut par le microcontrôleur de *Gestion* repéré IC_{11} (M38172M4) sur le schéma du constructeur.

Le TDA1301 est équipé d'une interface série synchrone

Le TDA1301 est directement placé sous le contrôle du microcontrôleur de *Gestion*, via une liaison de type bus série synchrone. Cette liaison est connectée à la fonction notée *I bus* (fig. 9.30).

Ligne d'information	Broche du TDA1301	Sens du transfert
Horloge SICL, *serial interface clock*	26	microcontrôleur gestion → TDA1301
Données SIDA, *serial interface data*	27	microcontrôleur gestion ← → TDA1301
Validation SILD, *serial interface load*	25	microcontrôleur gestion → TDA1301

Par la liaison série synchrone, le microcontrôleur de gestion est capable d'interroger les registres internes au TDA1301 et de calculer les réglages nécessaires au fonctionnement de la boucle d'asservissement de focalisation.
De même, la séquence de recherche et d'établissement du chemin optique (recherche de focalisation avec montée de la lentille vers le CD) est entièrement gérée par l'ensemble microcontrôleur de gestion et le TDA1301.
Compte tenu des conditions de fonctionnement de la boucle d'asservissement évoquées antérieurement, on peut dire que la structure réalisée par le TDA1301 assure l'ensemble des fonctions et des réglages résumés sur le schéma de la figure 9.32.

Intégrateur PWM, amplificateur de puissance et actuateur

Si la tension disponible broche 23 du TDA1301 (fig. 9.30) équivaut à la tension ε_r habituellement appliquée en entrée de l'amplificateur associé à l'actuateur, la structure numérique du TDA1301 prévaut : en broche 23, on dispose d'une tension à rapport cyclique variable de type PWM.

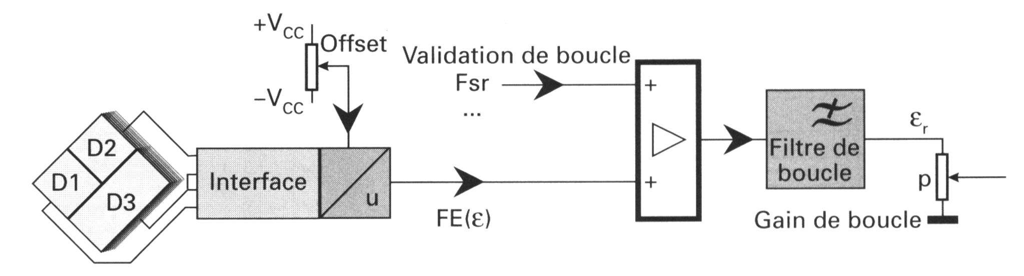


Fig. 9.32 : Éléments de réglage de la boucle d'asservissement de focalisation.

Il est donc nécessaire d'associer au TDA1301 un circuit intégrateur de façon à récupérer une tension analogique compatible avec l'entrée de l'amplificateur associé à l'actuateur de focalisation. Le condensateur C_7 et les éléments associés sont chargés de réaliser cette fonction. La tension ε_r analogique est alors disponible en entrée de l'amplificateur final organisé autour du composant intégré TCA0372 dont le tableau suivant résume le brochage.

N° de broche	2	3	4	5	6
Connexion	+ 10	sortie ampli.	– 10	entrée –	entrée +

L'architecture interne de la sortie PWM (correspondant à la broche 23) impose qu'on utilise un élément de *pull up* extérieur, référencé à + 5 V. La résistance de *pull up* est repérée R_2.
La valeur analogique de la tension ε_r peut donc évoluer entre les valeurs extrêmes théoriques de 0 V et 5 V. La composante variable de la valeur analogique de ε_r se trouve alignée sur une tension moyenne de 2,5 V.

L'amplificateur intégré dispose d'une alimentation symétrique en + 10 V et – 10 V (fig. 9.30). Pour satisfaire aux conditions normales de fonctionnement de l'amplificateur différentiel, placé en entrée de l'amplificateur intégré, l'entrée + est alignée sur une tension continue de 2,5 V, fabriquée à partir de l'alimentation 5 V. La résistance R_8 assure la stabilité du fonctionnement de l'amplificateur.

L'étage de sortie de l'amplificateur intégré est réalisé par des transistors polarisés en classe AB : une cellule de Boucherot, réalisée par les éléments 22 Ω et 0,1 µF, est câblée en parallèle avec l'actuateur de focalisation.

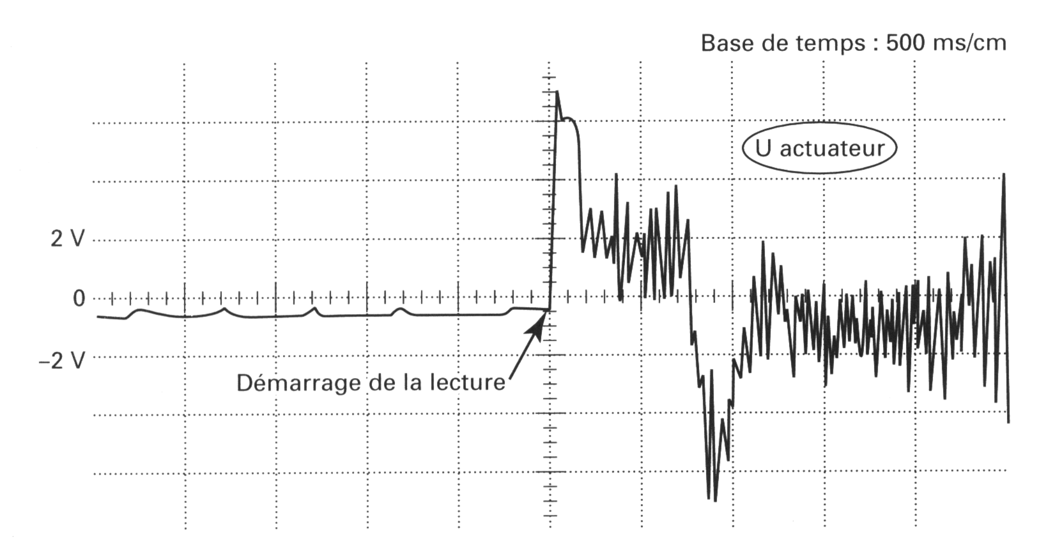


Fig. 9.33 : Oscillogramme de la tension aux bornes de l'actuateur de focalisation, au démarrage.

CHAPITRE 10
ASSERVISSEMENT DE SUIVI DE PISTE

MISE EN SITUATION

Après avoir allumé la diode laser et établi le chemin optique, le point d'impact du faisceau lumineux doit être sur la piste à lire. Qui plus est, il faudra être capable de suivre la piste. La boucle d'asservissement de *suivi de piste, radial* ou *tracking* doit permettre d'atteindre cet objectif.

Mais, est-il bien raisonnable de vouloir suivre une piste de 1 µm (lecture CD) ou de 0,3 µm (DVD) sur un disque de 12 cm de diamètre ? Certainement ! Si, selon la technologie employée, les circuits associés présentent des variantes, on gardera en mémoire que le suivi de piste peut être la somme de deux déplacements.

Un déplacement lent et moyen est capable d'amener le bloc optique en face du début de la plage à lire. Un déplacement rapide et de (relativement) faible amplitude permet de suivre la piste et de rattraper les excentricités du disque optique.

Principe lié à l'utilisation d'un bloc optique triple faisceau

Origine des trois faisceaux

Nous rappelons qu'il est possible d'obtenir la division du faisceau de lumière cohérente généré par la diode laser. Pour cela, on place dans le faisceau une grille de diffraction. Cette grille de diffraction ou *grating* est montée en sortie de la diode laser, au début du chemin optique.

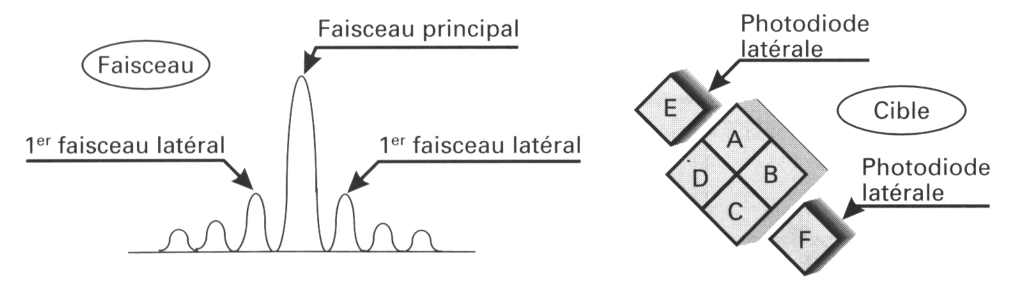


Fig. 10.1 : Répartition de l'énergie dans le triple faisceau. Cible utilisée dans le bloc optique triple faisceau.

Dans l'axe principal du faisceau incident, se situe un faisceau émergent de la grille de diffraction dont l'énergie correspond à environ 50 % de l'énergie du faisceau émis par la diode laser (fig. 10.1 et 8.9). Latéralement à ce faisceau principal, on trouve des faisceaux latéraux dont l'énergie est rapidement décroissante.

Principe de mesure de la qualité du suivi de piste ou *tracking*

Les spots latéraux encadrent la piste lue. Quand la piste est correctement lue par le spot résultant du faisceau principal, les spots latéraux sont tangeants à la piste et la quantité de lumière constituant les faisceaux latéraux réfléchis est identique (fig. 10.2). Les photodiodes de *tracking* E et F reçoivent une quantité de lumière égale.

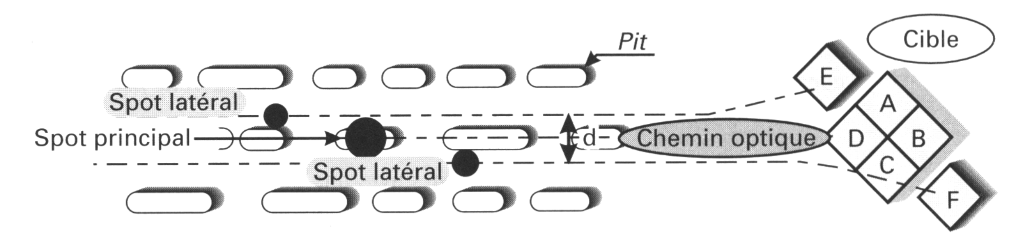


Fig. 10.2 : Les spots latéraux encadrent la piste.

Si une erreur de suivi de piste se produit, l'ensemble des trois faisceaux se décale. Un des spots latéraux (le spot latéral 1 de la figure 10.3) vient *mordre* sur la piste. La quantité de lumière réfléchie associée au spot latéral 1 diminue. Les photodiodes de *tracking* E et F ne sont plus également éclairées.

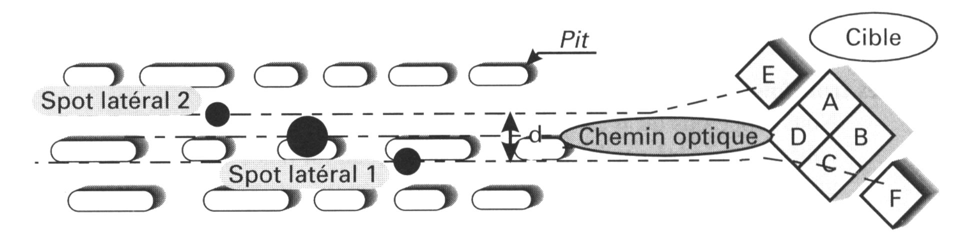


Fig. 10.3 : Une erreur de suivi de piste entraine une différence d'éclairement des photodiodes E et F.

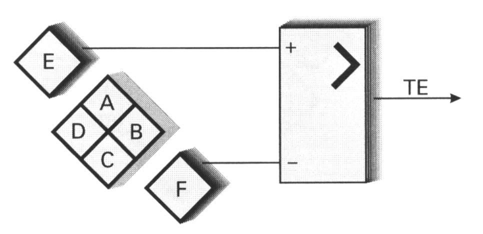


Fig. 10.4 : Opérateur associé aux photodiodes de **tracking.**

L'opérateur représenté sur la figure 10.4 montre comment est obtenue la tension d'erreur ε de suivi de piste. Cette tension d'erreur est souvent appellée TE (*Tracking Error*).

$$TE = k \cdot (i_E - i_F)$$

REMARQUE

Réglage de la grille de *grating*.
Sur certains blocs optiques, il est possible de régler la position relative de la grille de diffraction. Un réglage serré (fig. 10.2) permet un encadrement correct de la piste alors qu'un réglage lâche (fig. 10.5) ne permettra plus aux opérateurs de calculer correctement la tension d'erreur TE.

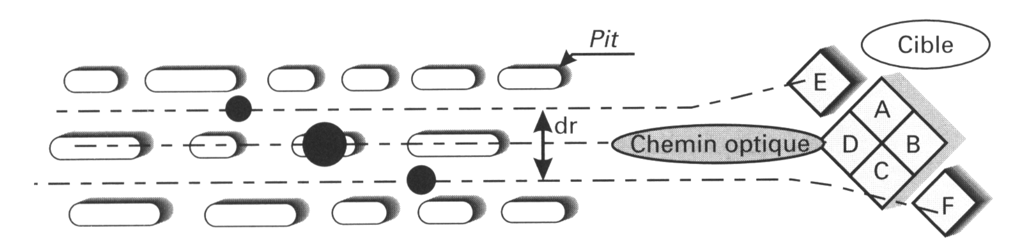


Fig. 10.5 : L'écartement des spots latéraux est trop grand (dr > d).

La figure 10.6 permet de comprendre que consécutivement à un trop grand écartement des spots latéraux, une erreur de suivi de piste amène le *spot latéral 2* sur les *pits* de la piste adjacente alors que le *spot latéral 1* mord sur la piste lue. La luminance des faisceaux latéraux éclairant les photodiodes E et F est statistiquement identique. Quand le réglage de *grating* est trop lâche, la tension d'erreur produite par l'opérateur TE n'est plus significative.

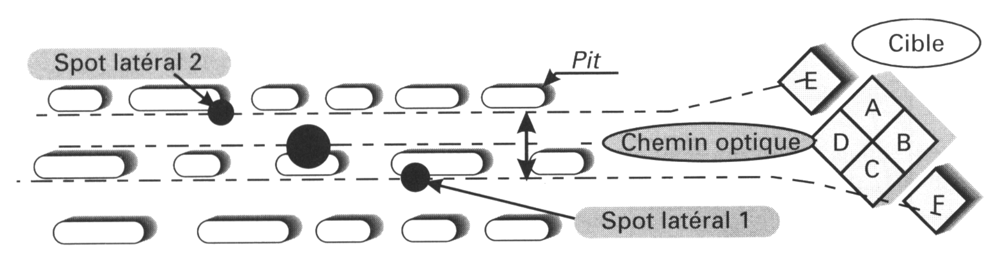


Fig. 10.6 : Un trop grand écartement des spots latéraux ne permet plus le repérage correct de la piste.

Principe lié à l'utilisation d'un bloc optique simple faisceau

Coin optique et mesure de la qualité du suivi de piste

On rappelle que lorsque la focalisation est réalisée, la quantité de lumière réfléchie dépend de la présence ou non des impressions contenant le message numérique (*pit*) constituant la piste. En absence de *pit*, la quantité de lumière réfléchie est maximale alors qu'en présence d'un *pit* sur la piste, la lumière réfléchie est minimale.

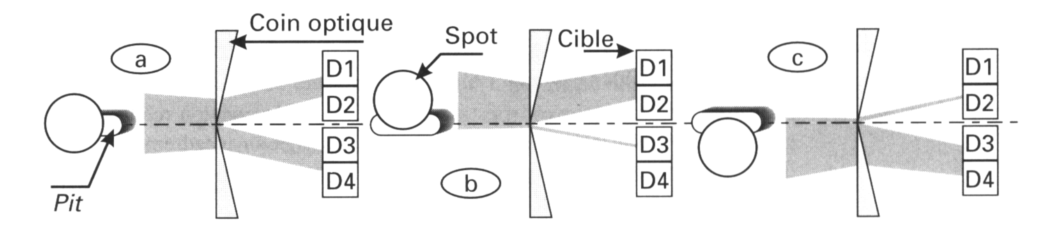


Fig. 10.7 : Utilisation d'un coin optique dans le bloc optique monofaisceau et suivi de piste.

Figure 10.7a : considérant la position du faisceau réfléchi, par rapport aux coins optiques placés en amont de la cible, il s'avère qu'en fonctionnement normal, c'est-à-dire lorsque le faisceau atteint la piste sur son axe, les photodiodes (D1 ; D2) d'une part et (D3 ; D4) d'autre part, reçoivent la même quantité de lumière.
Figure 10.7b : le spot n'est plus dans l'axe de la piste. Les photodiodes (D1 ; D2) reçoivent une quantité de lumière plus importante. (D3 ; D4) sont peu éclairées.
Figure 10.7c : le spot est maintenant de l'autre côté de la piste. Les photodiodes (D3 ; D4) reçoivent la majeure partie du faisceau alors que (D1 ; D2) sont peu éclairées.

L'opérateur de la figure 10.8 montre comment est obtenue l'information d'erreur ε de suivi de piste. Cette tension d'erreur est notée TE (*Tracking Error*) ou RE (*Radial Error*), ce dernier sigle étant préféré par Philips, inventeur du procédé.

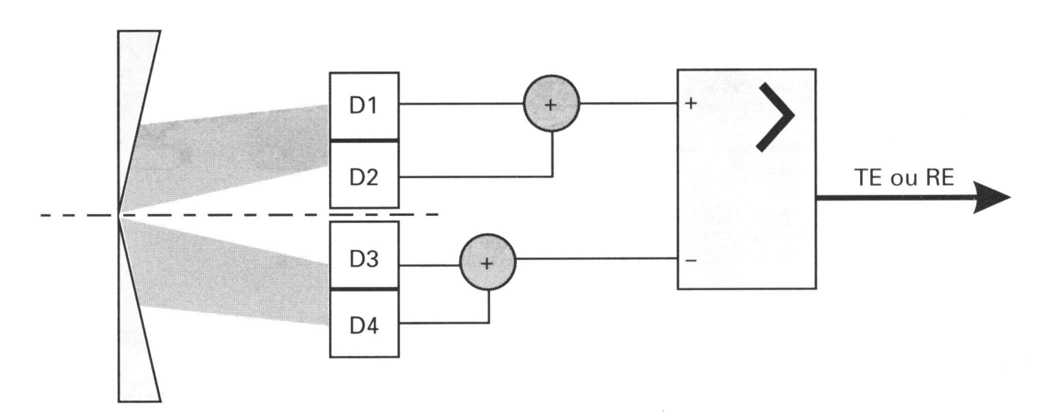


Fig. 10.8 : Opérateur produisant la tension d'erreur RE dans le bloc optique monofaisceau.

La tension d'erreur de suivi de piste est donnée par la relation :

$$RE = k \cdot [(i_{D1} + i_{D2}) - (i_{D3}+i_{D4})]$$

En fait, il s'avère que rien n'est aussi simple. Le spot laser n'est pas parfaitement rond (voilage du disque) et la réflectivité de la surface du disque varie en fonction du contenu de la piste enregistrée. Enfin, le bloc optique est monté sur un ensemble mobile (moteur radial) assurant un déplacement selon un arc de cercle : la lecture n'est pas tangente à la piste.

Conclusion : le faisceau réfléchi est affecté de *distorsions* de géométrie et d'intensité et ne permet plus qu'on l'utilise directement pour calculer simplement l'information de suivi de piste.
Pour s'assurer de la qualité de l'asservissement de suivi de piste, l'opérateur permettant de calculer RE est modifié de façon à obtenir le résultat suivant :

$$RE = k \cdot d \cdot (i_{D1} + i_{D2} + i_{D3} + i_{D4}) - k \cdot (i_{D1} + i_{D2})$$

Le facteur d compense l'asymétrie du spot alors que le facteur k rattrape les fluctuations de l'intensité du faisceau laser réfléchi. Les facteurs de correction d et k sont déterminés par les caractéristiques des fonctions internes au *processeur radial*. Pour cela, on utilise un oscillateur de fréquence 650 Hz provoquant une oscillation du moteur radial, l'amplitude de l'oscillation étant de l'ordre de ± 0,05 µm.

BOUCLE DE *TRACKING* ET MOTEUR CHARIOT (BLOC TRIPLE FAISCEAU)

Actuateur 2D : éléments de tracking

En technologie triple faisceau, l'actuateur de *tracking* est réalisé conjointement à l'actuateur de focalisation, l'ensemble étant appelé actuateur 2D (deux directions).
La lentille de focalisation, montée sur un ensemble électromécanique mobile, subit un déplacement *transversal*, la direction du déplacement étant celle du rayon du disque. La figure 10.9 ne respecte pas les dimensions relatives de l'actuateur (encore beaucoup plus grand), en comparaison de la dimension des pistes.

Le fonctionnement de l'actuateur de *tracking* peut être conceptualisé : on peut relire avec intérêt l'étude faite à propos de l'actuateur de focalisation (que nous ne reprendrons pas !). En conclusion, l'amplitude du déplacement de l'actuateur de *tracking* dépend du courant qui circule dans les bobines de *tracking*.
Nous retiendrons simplement la relation liant la tension au courant dans les bobines (d'inductance L) de l'actuateur :

$$u = \frac{d\Phi}{dt} \qquad \text{ou encore} \qquad u = L\frac{di}{dt} \quad .$$

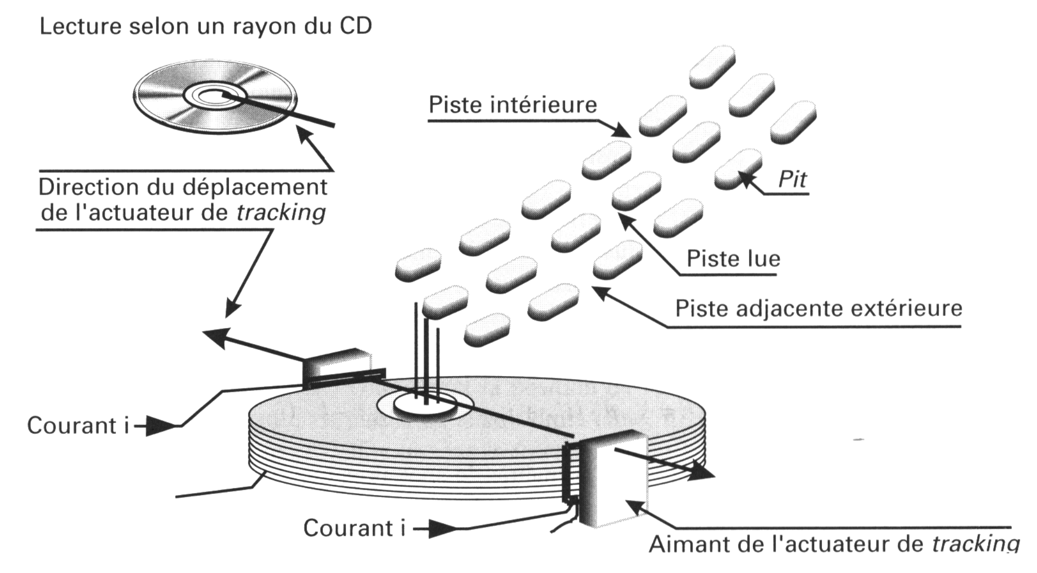


Fig. 10.9 : Actuateur de **tracking**, *déplacement transversal de la lentille.*

Circuit de puissance associé à l'actuateur de tracking

L'actuateur de *tracking* et l'amplificateur de puissance constituent les éléments de puissance de la chaîne d'action (fig. 10.10). L'actuateur réalise une conversion courant $i \rightarrow$ déplacement X.

L'amplificateur de puissance est commandé par la grandeur ε_r ou tension d'erreur corrigée. Cette grandeur est de même nature que celle envisagée lors de l'étude de l'asservissement de focalisation.

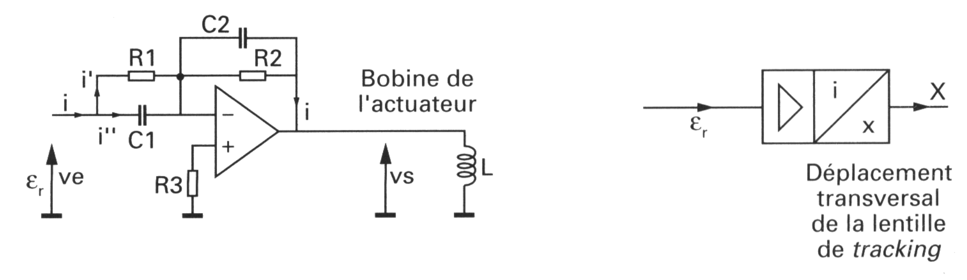


Fig. 10.10 : Structure type de l'amplificateur de puissance associé à l'actuateur de **tracking**.

Réponse de la chaîne d'action

L'étude des diagrammes asymptotiques (fig. 10.11) permet de mettre en évidence deux modes de fonctionnement de l'ensemble amplificateur et actuateur.

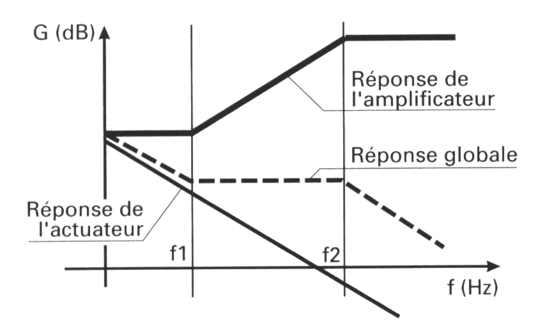


***Fig. 10.11 : Fonction de transfert de l'amplificateur associé à l'actuateur de* tracking.**

La plage linéaire de fonctionnement de l'ensemble amplificateur et actuateur est comprise dans l'intervalle (f_1 ; f_2).
Au-delà de la fréquence f_2 (fig. 10.11), le module de la réactance du condensateur C_2 (fig. 10.10) diminue et le gain de l'amplificateur est constant. À amplitude de tension de commande constante, le courant dans la bobine de l'actuateur est divisé par deux chaque fois que la fréquence est doublée. Le déplacement de la lentille est amorti. Cette réponse de l'ensemble amplificateur et actuateur est un facteur de stabilité de fonctionnement.

Éléments de la boucle d'asservissement de tracking

La boucle d'asservissement de *tracking* reproduit, dans sa conceptualisation, l'organisation fonctionnelle utilisée dans l'asservissement de la diode laser et dans d'asservissement de focalisation. La figure 10.12 en rappelle l'essentiel et l'adapte au circuit d'asservissement de *tracking*.

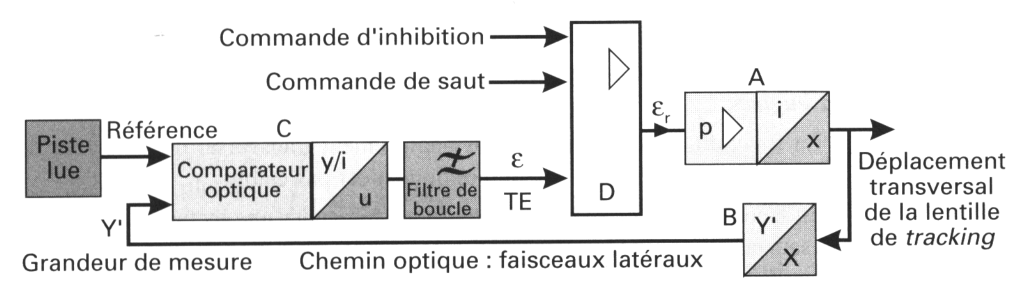


***Fig. 10.12 : Organisation fonctionnelle de la boucle d'asservissement de* tracking.**

La position de la lentille de *tracking* (distance *X*) est mesurée par le flux de lumière réfléchie (*Y'*) des deux faisceaux latéraux. La position de la piste lue sur le disque constitue la référence. *La lumière réfléchie, récupérée en sortie du séparateur optique placé en face de la cible, constitue le résultat de la comparaison optique (position des faisceaux laser par rapport à la piste lue).*

En résumé, l'ensemble des fonctions C

Cet ensemble C réalise :

• le comparateur optique (position du point de focalisation par rapport à la position de la piste du disque,

• la transduction lumière → courant (photodiodes de la cible),

• la transposition courant → tension (opérateurs de l'interface préamplificateur). La tension produite est appelée tension d'erreur. Elle est généralement appelée TE (*Tracking Error*).

Afin d'assurer la stabilité du fonctionnement de la boucle et éviter l'entrée en oscillation de la boucle, il est nécessaire de traiter, à travers un filtre passe-bas, la tension d'erreur TE afin de n'en conserver que les composantes basses fréquences. Ce filtre est appelé filtre de boucle.

La fonction B

En général, la fonction B assure la conversion et la mise en forme d'une information qui sera utilisée en grandeur de mesure par le comparateur du circuit d'asservissement.
Dans l'asservissement de *tracking* et compte tenu de la technologie mise en œuvre, la fonction B est assurée par un élément du chemin optique, la lentille de focalisation, montée sur l'actuateur de *tracking* (actuateur 2D).
La fonction B assure la conversion de la distance X des faisceaux incidents par rapport à la piste lue sur le disque.

L'amplificateur sommateur D

L'amplificateur sommateur D permet, par ses entrées secondaires de prendre en compte :

• La commande d'inhibition, active au démarrage du lecteur et lors du chargement du disque dans le lecteur : pendant ces opérations, la machine est *aveugle*.

• La fonction *Gestion* interdit tout déplacement transversal de la lentille de l'actuateur 2D tant que le chemin optique n'est pas établi.

• En lecture d'une plage, l'utilisateur peut demander une lecture accélérée ou le saut avant ou arrière vers une autre plage. Une tension produite par la *Gestion* est appliquée sur l'entrée et permet un déplacement transversal important de la lentille de l'actuateur 2D tant que le chemin optique n'est pas établi. Cette commande, appelée *Jump* ou *Fast* est maintenue sur l'entrée secondaire de l'amplificateur sommateur tant que l'utilisateur demande une avance rapide ou tant que la plage suivante n'est pas atteinte.

• Les fonctionnements aléatoires. Ces fonctionnements font généralement suite à un choc mécanique, un parasite électrique ou à une poussière sur le disque, etc.

La tension obtenue en sortie de l'amplificateur sommateur est la résultante de la tension d'erreur TE obtenue en sortie du filtre de boucle et des tensions présentes sur l'entrée secondaire. On appellera la tension de sortie tension d'erreur corrigée ou pondérée, notée encore ε_r.

Variante dans l'organisation de la boucle d'asservissement

Le filtre de boucle est placé immédiatement avant l'amplificateur de puissance de l'actuateur (fig. 10.13). Cette situation permet de supprimer une partie des tensions aléatoires (parasites) pouvant intervenir dans la boucle. Ces tensions sont supposées être appliquées sur une entrée secondaire de l'amplificateur sommateur D.

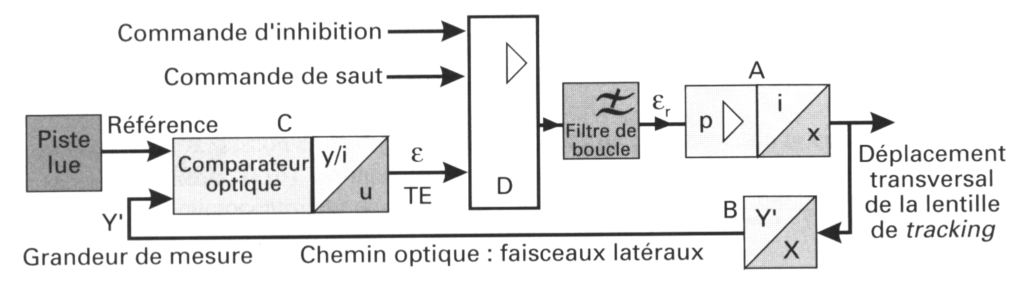


Fig. 10.13 : Variante dans l'organisation fonctionnelle de la boucle de **tracking.**

Circuits de commande du moteur chariot

Le déplacement transversal de la lentille (actuateur 2D), contrôlé par l'asservissement de *tracking*, permet la lecture d'une plage très réduite du disque.

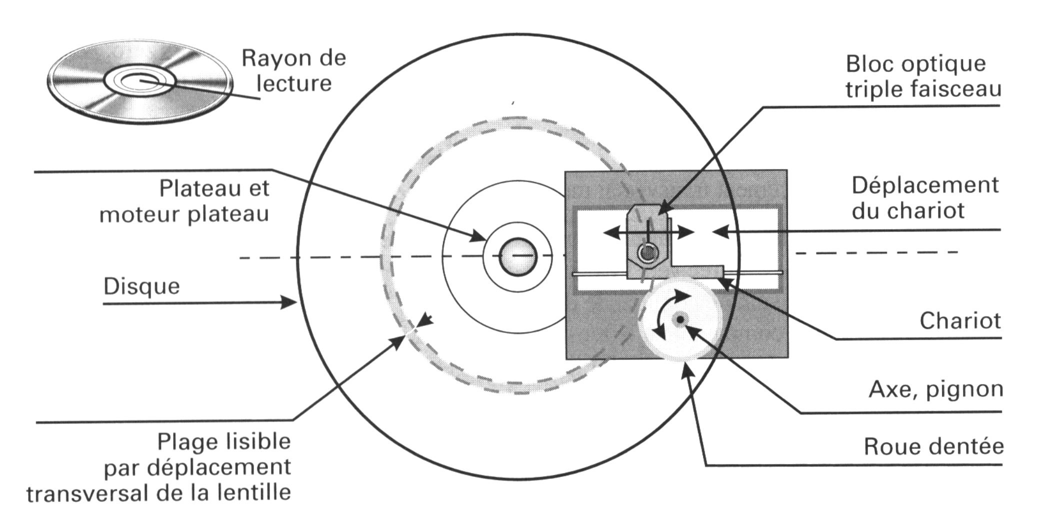


Fig. 10.14 : Les principaux éléments du chariot.

Pour assurer la lecture d'un disque, il devient nécessaire de déplacer le bloc optique : c'est le rôle du chariot et du mécanisme associé, dont le moteur chariot (fig. 10.14). Le sens de rotation de l'axe moteur chariot détermine le sens du mouvement du chariot (vers le centre ou vers l'extérieur du disque).

Pour une position donnée du chariot (donc du bloc optique), le déplacement transversal de la lentille est déterminé par le courant circulant dans les bobines de *tracking* de l'actuateur 2D. Il est important d'étudier la tension de commande de l'actuateur (fig. 10.15).

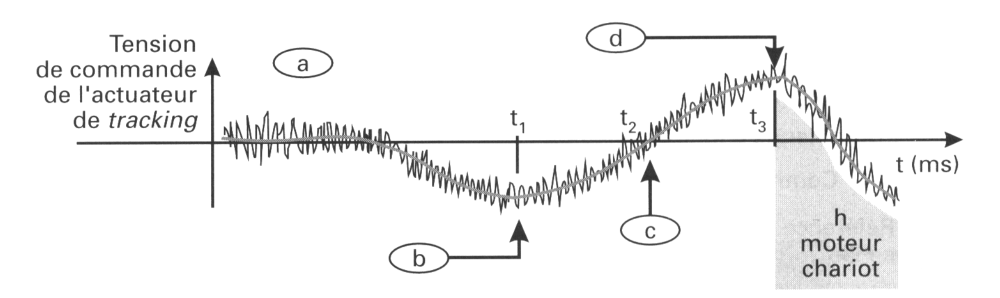


***Fig. 10.15 : Composantes de la tension de commande de l'actuateur de* tracking.**

L'analyse de la situation correspondant au *repère a* (fig. 10.15) montre que la valeur moyenne de la tension de commande de l'actuateur est quasi nulle. La valeur moyenne du déplacement transversal de la lentille est nulle. La piste lue est dans l'axe de la lentille au repos. Le moteur chariot est au repos. La valeur moyenne de la tension d'erreur ε est voisine de zéro.

En *repère b* (fig. 10.15), la tension de commande de l'actuateur est négative. La lentille est tirée vers le centre du disque. Au fur et à mesure de la lecture de la plage enregistrée, la tension appliquée sur l'actuateur remonte vers zéro, permettant le suivi de la piste. Le moteur chariot est au repos. La piste lue se rapproche de l'axe de la lentille au repos : la tension d'erreur produite remonte vers zéro.

Au temps t_2 (*repère c*), la piste lue est dans l'axe du bloc optique. Il n'y a pas de déplacement transversal moyen de l'actuateur. Le moteur chariot est au repos.

De t_2 à t_3, la valeur moyenne de la tension de commande continue de croître. La lentille est tirée vers l'extérieur du disque et permet d'assurer le suivi de la piste. La tension de commande de l'actuateur est positive et atteint une valeur importante, comparable à la tension d'alimentation + V_{CC} de l'amplificateur de puissance. Le moteur chariot est toujours au repos. Un circuit de mesure informe le microcontrôleur de *Gestion* que le déplacement transversal de l'actuateur atteint son maximum (*repère d*, fig. 10.15).

En *h*, la valeur moyenne de la tension de commande de l'actuateur décroît au fur et à mesure que le bloc optique est déplacé vers l'extérieur. Le moteur chariot est alimenté positivement. Le chariot est déplacé vers l'extérieur du disque.

PETITES REMARQUES COMPLÉMENTAIRES

Les accidents de la tension de commande (correspondant à une tension de haute fréquence comparativement à l'évolution de la valeur moyenne) peuvent être dus à des défauts de gravure, à du bruit au niveau de la cible, etc.
Quand la piste lue est dans l'axe de la lentille au repos, la tension d'erreur produite doit être pratiquement nulle. Si tel n'est pas le cas (la dispersion des caractéristiques des composants peut en être la cause), on rattrape le défaut par l'application d'une *tension d'offset*. Cette tension d'offset, réglable, peut être fournie par un diviseur de tension (potentiomètre). Il est aussi possible, quand les circuits sont numériques, de corriger le défaut en modifiant des paramètres, par bus série, à partir de la *Gestion*, dont le programme principal aura préalablement été dérouté en *mode service*.

Commande du moteur chariot

La tension en sortie de l'amplificateur de puissance, de la chaîne d'action A (fig. 10.16), est mise en forme et mesurée par le port positionné en entrée du microcontrôleur de *Gestion* : la grandeur de mesure est notée Tm (Tension de *Tracking* maximale ou minimale).

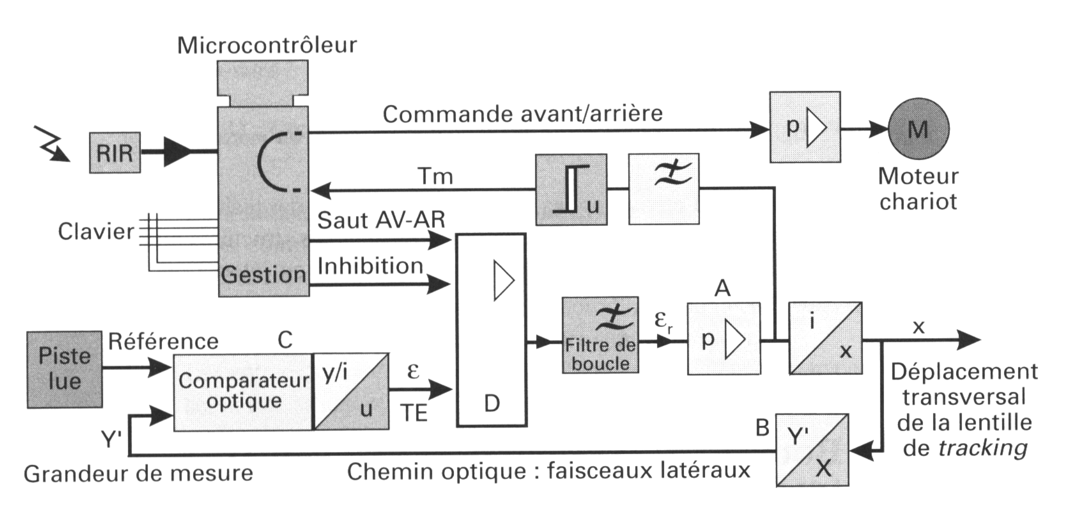


***Fig. 10.16 : Organisation fonctionnelle de la commande chariot, commande réalisée à partir de la boucle de* tracking.**

Quand le déplacement transversal maximal de la lentille est susceptible d'être atteint, la tension Tm déclenche une routine produisant une mise en rotation, avant ou arrière, du moteur chariot. L'organisation fonctionnelle (fig. 10.16) montre qu'une recherche avant ou arrière ou qu'un saut de plage sont opérés à partir de l'entrée secondaire de l'amplificateur sommateur D de la boucle (principale) de l'asservissement de *tracking*.

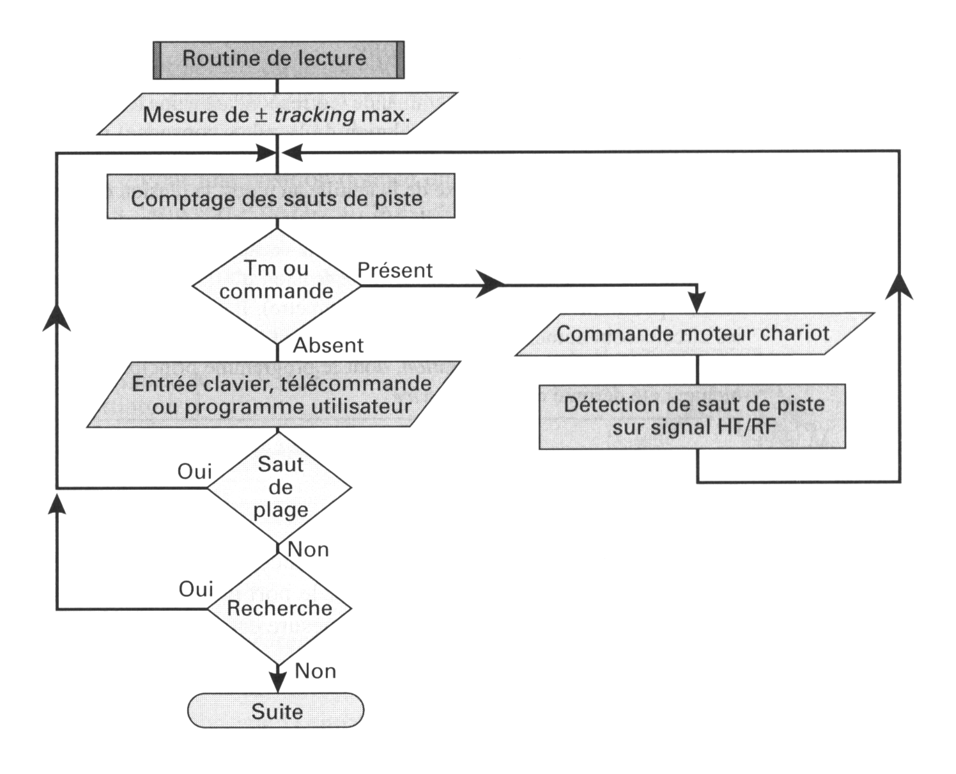


Fig. 10.17 : Algorigramme de fonctionnement de la commande du moteur chariot.

Il est possible d'envisager des variantes, en fonction des technologies mises en œuvre. En particulier, quand les circuits utilisent des structures numériques, il peut être plus simple de mesurer Tm directement en interne des opérateurs numériques.

Boucle d'asservissement radial (bloc optique monofaisceau)

Le bloc optique monofaisceau est monté sur le bas du moteur radial (fig. 9.8). La conception particulière du moteur radial, comparable à l'électromécanique d'un galvanomètre à *cadre mobile,* est capable d'assurer le suivi de piste (par un asservissement fin et rapide) tout en permettant d'avoir un débattement suffisant pour autoriser la lecture des plages contenues sur un disque optique de 12 cm de diamètre.

Pour réaliser l'asservissement de suivi de piste associé à un bloc optique monofaisceau, un seul moteur (ou actuateur) est donc utilisé. Le dispositif peut

donc sembler plus simple à asservir. Compte tenu de l'évolution de la technologie et de l'intégration des circuits, un bon nombre de problèmes (corrections d et k par exemple) n'apparaissent plus à la lecture des schémas des constructeurs.

L'étude des circuits de commande du moteur radial s'en trouve simplifiée. On résume par la figure 10.18 l'organisation fonctionnelle de l'asservissement radial utilisant un bloc optique monofaisceau.

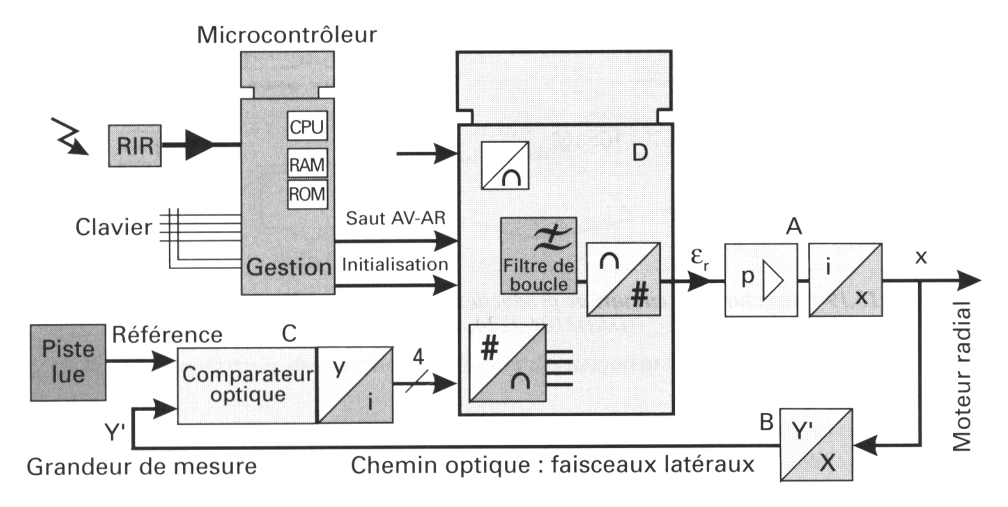


Fig. 10.18 : Organisation fonctionnelle d'une boucle d'asservissement radial (optique monofaisceau).

Le sommateur D est à structure numérique (fig. 10.18). Néanmoins, les fonctions composant la boucle d'asservissement existent toujours. Le filtre de boucle est numérique et intégré au circuit D.

Dans la pratique, les courants des photodiodes de la cible sont adaptés, échantillonnés et numérisés. Les opérateurs sont numériques.

Les entrées secondaires de l'amplificateur sommateur D peuvent être réalisées selon une structure de type bus série synchrone ou bus I2C.

SUIVI DE PISTE : POINTS DE REPÈRE

Asservissement de suivi de piste sur DAD2104, DAD2124 (Thomson)

Le bloc optique utilisé est un KSS150A ou KSS210A, de type triple faisceau. La lentille mobile immédiatement placée sous le CD est montée sur un actuateur 2D (deux directions) fonctionnant en focalisation et en *tracking*.

L'ensemble optique est monté sur un chariot animé par un moteur à courant continu, d'un type comparable à celui étudié dans le mécanisme tiroir.

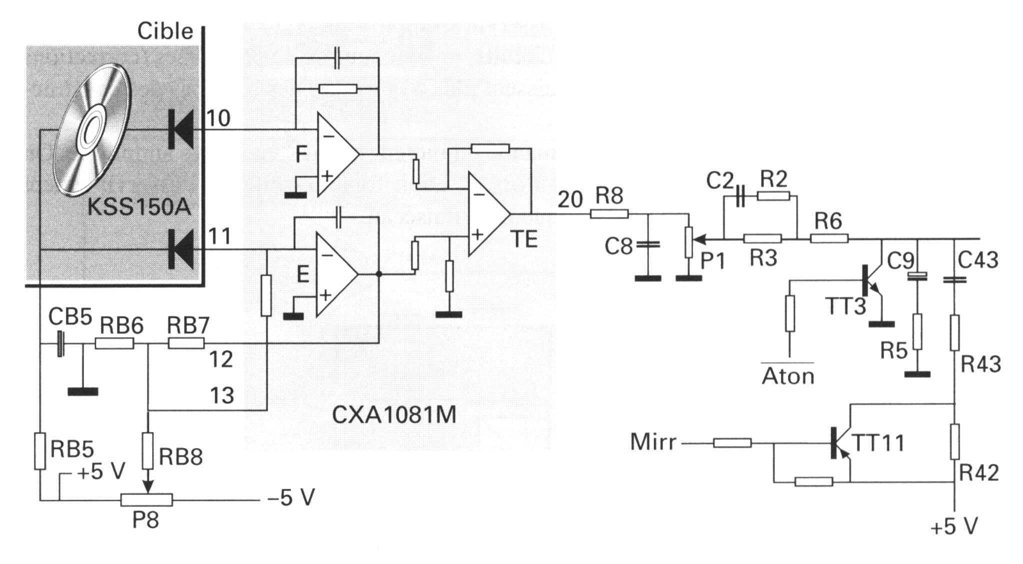


Fig. 10.19 : Structure des circuits de production de la tension d'erreur de **tracking** *TE (DAD2104-2124, Thomson).*

La production des signaux *tracking error* TE est en partie assurée par le composant intégré CXA1081M conçu par Sony. La lecture du schéma (fig. 10.19) nous permet de vérifier que la fabrication de TE est obtenue à partir du courant des diodes latérales de la cible, repérées E et F. Une conversion courant/tension est réalisée par les opérateurs associés nommés E et F. La tension TE est calculée par un amplificateur soustracteur dont la sortie est disponible broche 20.

Il est nécessaire de réduire les dispersions de caractéristiques des photodiodes et des opérateurs intégrés afin que la valeur moyenne de TE soit nulle quand la distance *X* mesurant l'écart entre la piste lue et l'axe principal de la lentille mobile est elle-même nulle. Le réglage de *tracking offset* répond à cette préoccupation. Il est réalisable par P_8.

Le potentiomètre P1 permet de régler le « gain de boucle » : ce réglage permet d'ajuster la sensibilité de la boucle d'asservissement.
Un réglage de gain de boucle revu à la baisse ne permet plus à l'asservissement de suivre les défauts majeurs de l'enregistrement (défaut de piste). La lecture est alors interrompue.

Un réglage de gain de boucle corrigé à la hausse peut conduire à une instabilité du fonctionnement de la boucle d'asservissement. Le phénomène peut s'accompagner d'une interruption de la lecture ou d'un bruit mécanique de l'actuateur.

Mesures à l'oscilloscope numérique

On souhaite visualiser la tension analogique de commande de l'actuateur de *tracking* (fig. 10.20). On sera particulièrement attentif au réglage de la base de temps.

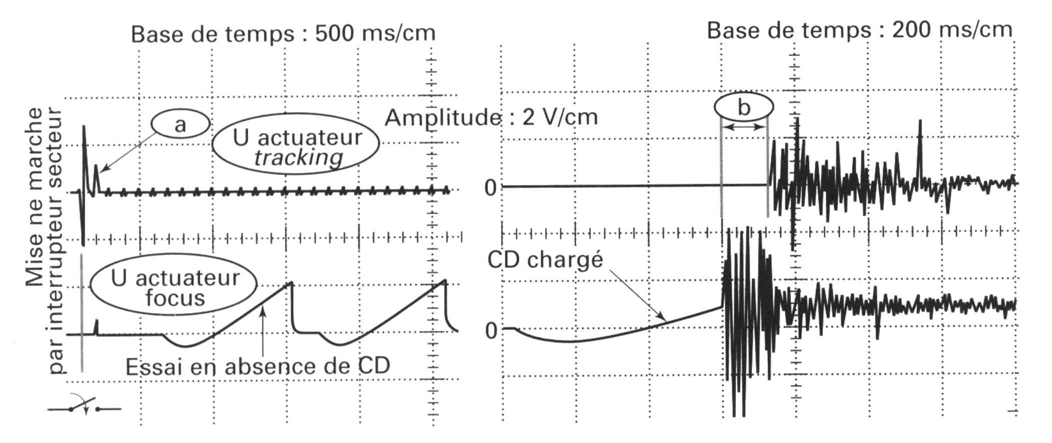


Fig. 10.20 : Oscillogrammes des tensions aux bornes des actuateurs de* tracking *et de focalisation.

L'oscillogramme, de la tension appliquée à l'actuateur de focalisation (fig. 10.20), est donné pour permettre d'avoir une référence de temps. À la mise en marche par l'interrupteur secteur, aucun disque n'a été préalablement mis en place dans le lecteur. La tension aux bornes de l'actuateur de *tracking* est maintenue à zéro. On note seulement un *accident* en *a*.

Dès que le CD-DA est chargé (tiroir fermé), la procédure d'établissement du chemin optique est enclenchée. Ce n'est qu'après constatation de l'établissement du chemin optique que l'asservissement de *tracking* entre effectivement en fonctionnement. La boucle de *tracking* est rendue active après un retard (*repère b*, fig. 10.20). Ce fonctionnement différé est assuré par la commande secondaire *Aton barre* (pour *Actuator on barre*).
La commande *Aton barre* est appliquée en entrée du transistor TT_3. Le transistor reste saturé tant que la fonction *Gestion* n'a pas constaté l'établissement du chemin optique.

Filtre de boucle

Sur le schéma structurel partiel (fig. 10.19), repris figure 10.21, on note la présence de l'entrée secondaire Mirr (pour *Mirror*, Miroir).
On étudiera au chapitre 12 *Traitement trame* le sens de cette information.
On retient que cette entrée secondaire permet d'ajuster la réponse du filtre de boucle à la qualité du signal HF/RF lu sur le disque.

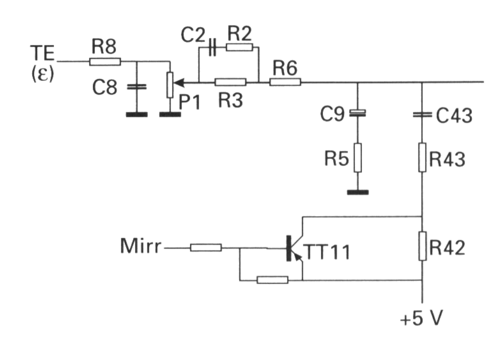


Fig. 10.21 : Composants du filtre de boucle (DAD2104-2124 - Thomson).

À noter la présence de la branche C_9 , R_5 dans laquelle C_9 = 4,7 µF et R_5 = 220 kΩ (fig. 10.21). La valeur élevée de C_9 permet d'aligner la tension de *tracking* sur une valeur moyenne variable représentant l'image de la distance *X* moyenne. Le condensateur agit en mémoire analogique.

Amplificateur de puissance et actuateur de *tracking*

La figure 10.22 résume la structure de l'amplificateur de puissance auquel est associé l'actuateur de *tracking*.

Le schéma tente de mettre en évidence la structure de base organisée autour de l'amplificateur intégré (a), repéré IF20 sur le schéma du constructeur, et des transistors complémentaires T_{27} et T_{28} fonctionnant en collecteurs communs et polarisés en classe B.

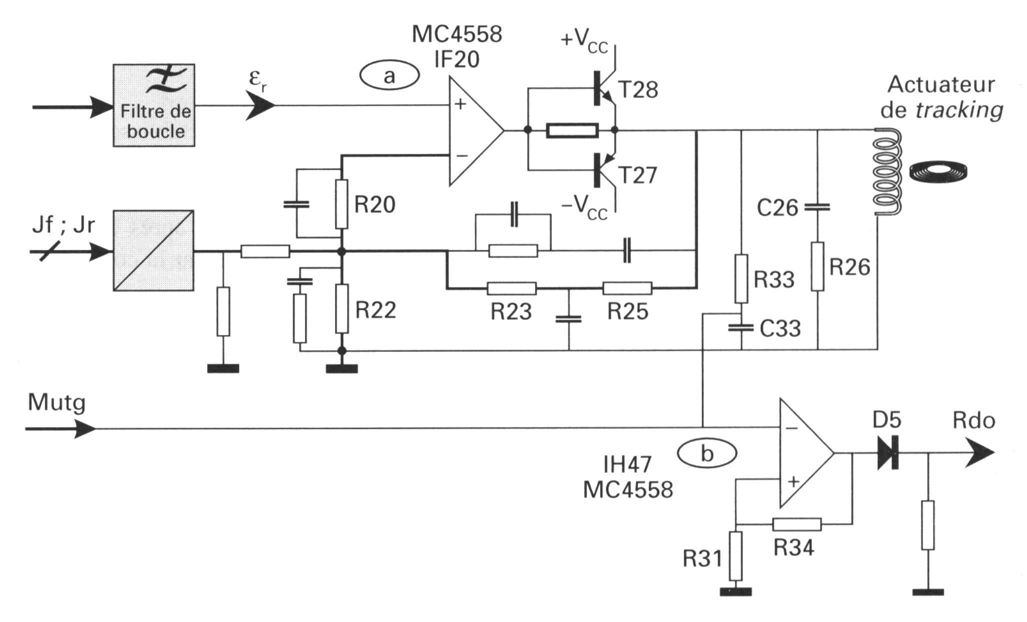


Fig. 10.22 : Structure de l'amplificateur de puissance et circuits associés (Thomson).

Globalement, l'amplificateur est de type non inverseur (fig. 10.22). Le courant traversant les bobines de l'actuateur de *tracking* est fourni par les transistors T_{27} et T_{28}. Aux fréquences basses, les réactances des condensateurs câblés dans le circuit de réaction sont importantes : l'amplification de l'étage peut alors être estimée par l'application de la relation suivante :

$$A_v = 1 + \frac{R_{23} + R_{25}}{R_{22}}$$

L'entrée secondaire appliquée sur l'entrée inverseuse permet d'opérer la recherche avant ou arrière (Jf = *Jump forward* ; Jr = *Jump rear*). Le déplacement transversal de la lentille permet de réaliser des sauts de piste avant ou arrière.

Détection du déplacement transversal de l'actuateur de *tracking*

La tension moyenne, image du déplacement de l'actuateur, est mesurable aux bornes de C_{33} et appliquée sur l'entrée inverseuse de l'amplificateur intégré *b* repéré IH47 (fig. 10.22).

La fonction réalisée autour de l'amplificateur *b* fonctionne en détecteur de passage par zéro ou *Zero Crossing Detector* (*trigger*). Le circuit IH47 est intégré dans un boîtier référencé MC4558 contenant deux amplificateurs du même type. Le composant intégré IH47 est alimenté en $+ V_{CC} = + 5$ V en broche 8 et en $– V_{CC} = – 5$ V en broche 4 (alimentation symétrique).

Compte tenu des valeurs de R_{34} et R_{31}, la tension appliquée sur l'entrée non inverseuse reste proche de 0 V. À chaque passage par zéro de la tension aux bornes de C_{33}, l'amplificateur passe de la saturation haute à la saturation basse et réciproquement (fig. 10.23). La diode D_5 aligne la tension Rdo sur 0 V environ.

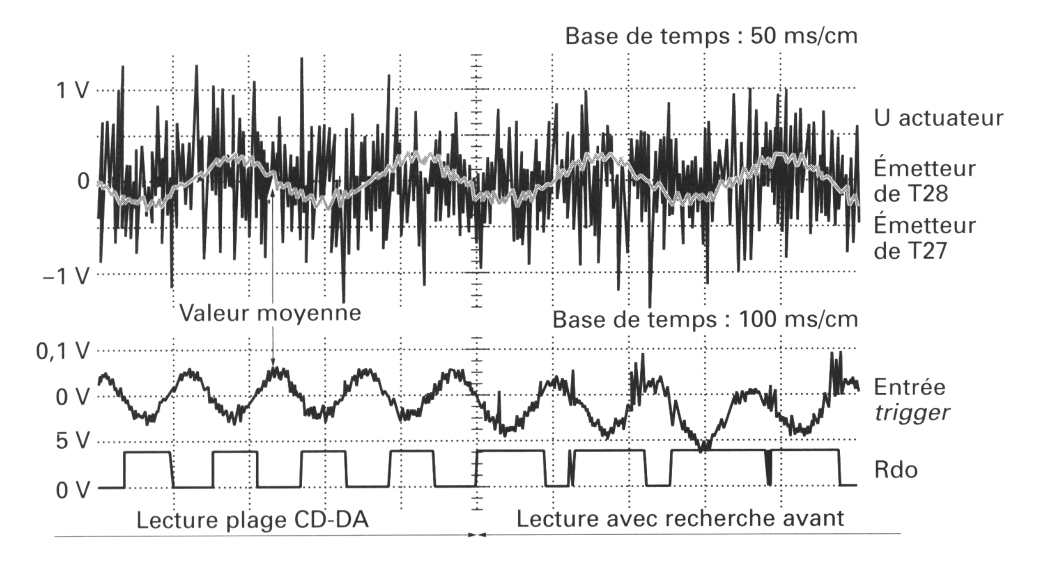


Fig. 10.23 : Évolution de la valeur moyenne de la tension d'actuateur et oscillogramme de Rdo.

Le rapport cyclique et la fréquence de la tension de sortie du *trigger* Rdo (fig. 10.23) varient et changent en fonction de la lecture ou du mode de fonctionnement (recherche avant ou arrière). Le microcontrôleur de *Gestion* interprète Rdo et produit les informations de commande du moteur chariot.

L'entrée repérée Mutg (*Muting*) est directement issue du microcontrôleur de *Gestion* (fig. 10.22). Cette ligne est partagée avec la commande de la fonction silence *repérée 5c* sur le schéma fonctionnel des lecteurs optiques (fig. 4.8 par exemple).

Pour commander convenablement le moteur, il est nécessaire de pouvoir prendre en compte les frottements lors du déplacement du chariot sur les glissières ainsi que les autres petits problèmes d'ordre mécanique. Cependant, la durée de l'impulsion de commande du moteur chariot ne doit pas être inférieure à 10 ms environ, une impulsion trop courte ne permettant plus d'assurer un fonctionnement correct du moteur. Le microcontrôleur peut ne pas générer d'impulsion de commande du moteur chariot si celle-ci est trop courte (fig. 10.24).

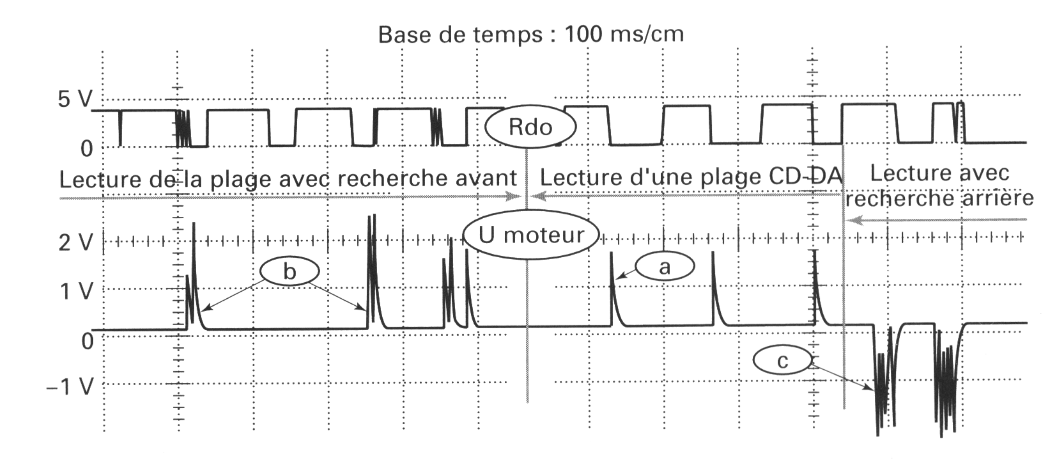


Fig. 10.24 : Oscillogrammes de la tension de commande du moteur chariot en fonction de Rdo.

Le moteur chariot reçoit de brèves impulsions de tension (repère *a*, fig. 10.24). La largeur de l'impulsion varie en fonction du déplacement à obtenir et est allongée (en *b*) quand une lecture rapide est demandée au clavier (recherche avant).

Les oscillogrammes de la figure 10.24 permettent de vérifier que l'impulsion de tension appliquée au moteur chariot change de sens selon que la lecture rapide (recherche rapide) demandée se produit vers l'avant (*b*) ou vers l'arrière (*c*).

Circuit de commande du moteur chariot (*tracking motor*)

La tension de sortie du *trigger*, repérée Rdo (*Radial detector output*) est ensuite appliquée en entrée broche 22 du port intégré au microcontrôleur de

Gestion (fig. 10.25). Le microcontrôleur interprète le changement d'état de la ligne Rdo, la détection du déplacement transversal maximal et génère la commande de déplacement du chariot.
Cette commande est appelée *Fast* (Ff ou *Fast forward* pour avance rapide et Fr ou *Fast rewind* pour retour rapide). Ff est disponible broche 40, Fr en broche 39 en sortie du microcontrôleur. Deux résistances de 4,7 kΩ branchées au + 5 V réalisent les circuits de *pull up*.

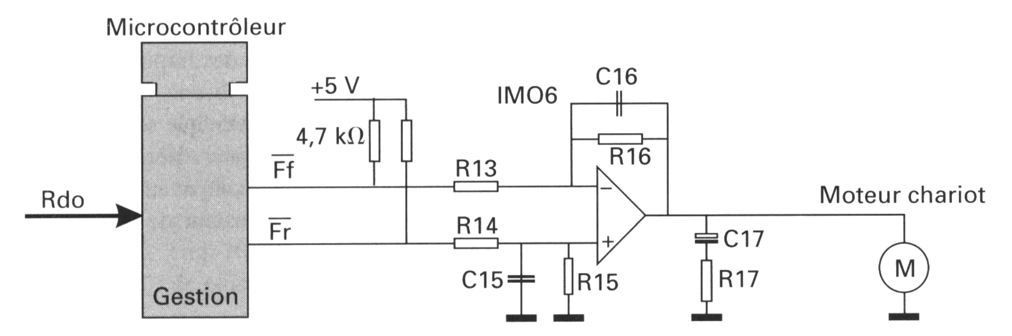


Fig. 10.25 : Circuit de commande du moteur chariot (DAD2104 Thomson).

L'amplificateur intégré est alimenté en + 5 V broche 2 et en – 5 V broche 4, par rapport à la masse. La tension de sortie est disponible broche 3. La structure organisée autour de l'amplificateur intégré L272M répond à deux régimes de fonctionnement. L'amplificateur est intégrateur quand un front de tension est appliqué sur l'une des entrées. L'amplificateur est proportionnel en présence d'un niveau de tension de commande.

Les oscillogrammes (fig. 10.26) résument le fonctionnement du circuit et du moteur chariot et permettent de vérifier le comportement simultané de l'actuateur de *tracking*.

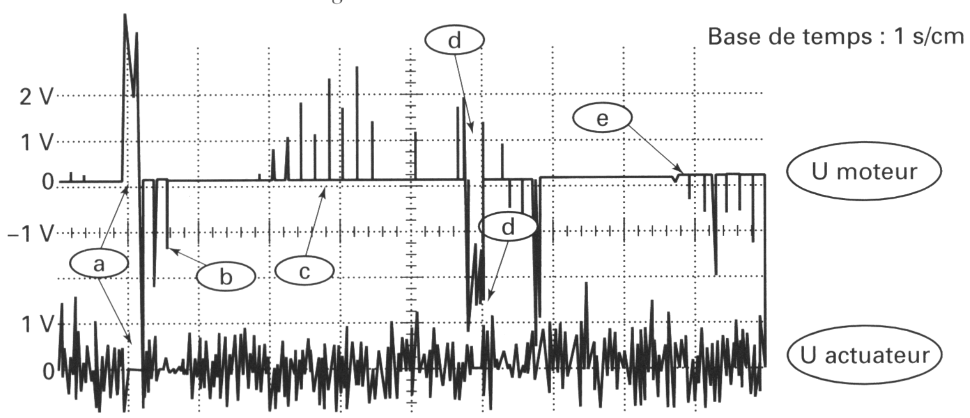


Fig. 10.26 : Oscillogrammes mesurés quand le lecteur fonctionne en lecture d'un disque CD-DA, plage n°3, le disque (musique classique !) comportant quatre plages audio.

En *repère a* (fig. 10.26), un saut de plage (de la plage 3 vers 4) est demandé au clavier. Un créneau de tension positive est appliqué au moteur chariot. Pendant le même temps, l'asservissement de *tracking* est inhibé : la tension aux bornes de l'actuateur est maintenue à 0 V. Le microcontrôleur utilise l'entrée secondaire (base du transistor TT_3) pour inhiber le fonctionnement de la boucle d'asservissement de *tracking* (fig. 10.19).
Simultanément au saut de plage, le signal de lecture HF/RF est analysé (par la fonction traitement numérique 2 du schéma fonctionnel, fig. 4.7) et permet de rechercher le début de la plage 4 du disque. Le moteur est ensuite freiné et le chariot est positionné en début de plage 4 : c'est le rôle des impulsions négatives *repère b* (fig. 10.26).
En *repère c*, une recherche avant est commandée jusqu'à ce que se produise le saut de la plage 4 à la plage 1. Le saut de plage est un saut arrière : le chariot revient vers le centre du disque. Le créneau de tension appliqué au moteur chariot est négatif pendant que le fonctionnement de l'actuateur de *tracking* est inhibé en *repère d*.

Asservissement de suivi de piste sur CD1 (Grundig)

Le lecteur utilise un ensemble électromécanique et optique de type CDM12 de conception Philips. Le bloc optique triple faisceau utilise un actuateur 2D pour assurer le *tracking*. Le bloc optique est monté sur un chariot mû par un moteur *sledge motor* (fig. 10.27).

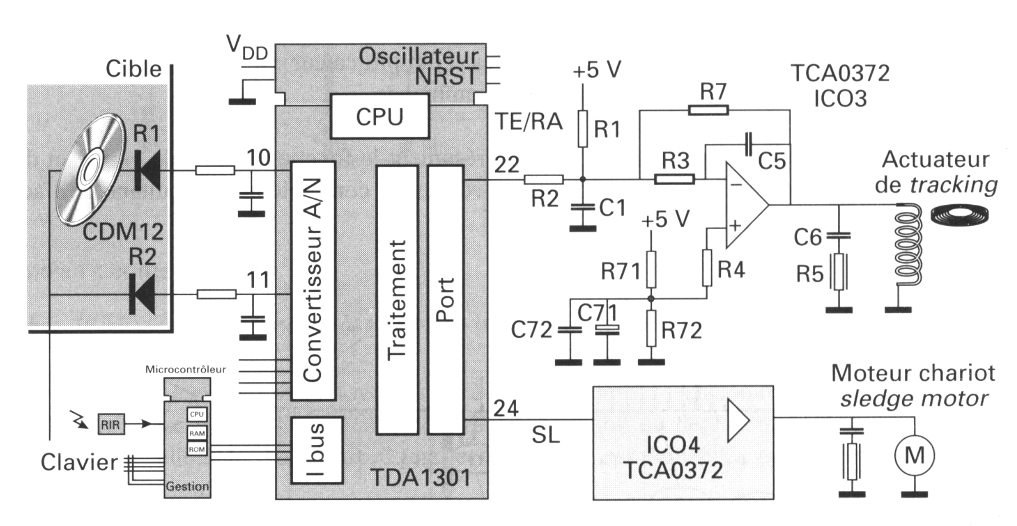


Fig. 10.27 : Circuits d'asservissement et de commande de suivi de piste (*tracking *et chariot), CD 1.

La structure numérique du composant intégré TDA1301 (fig. 10.27) et le mode de fonctionnement associé ont été abordés lors de l'étude de l'asservissement de focalisation (fig. 9.30). Il peut être intéressant de reprendre cette étude pour se remémorer la procédure de démarrage du circuit.

Les diodes R_1 et R_2 de la cible reçoivent les faisceaux latéraux encadrant la piste lue. Les courants issus de R_1 et R_2 sont convertis et numérisés par les circuits d'entrée du TDA1301. Les autres opérateurs, internes au TDA1301, assurent les autres fonctions de la boucle d'asservissement.
L'amplificateur sommateur prend en compte les informations issues de la *Gestion* via le I bus (saut de plage, recherche avant ou arrière, etc.). Le filtre de boucle est, dans cette structure, un filtre numérique.

La tension disponible broche 22 du TDA1301 (TE/RE) correspond à la tension d'erreur corrigée ε_r. La structure numérique du TDA1301 impose qu'on utilise des éléments de *pull up*. La tension de sortie du TDA1301 de type PWM doit être intégrée. Les éléments R_1, R_2 et C_1 réalisent l'ensemble de ces conditions de fonctionnement (fig. 10.27). De plus, et compte tenu des valeurs des résistances (R_1 = 15 kΩ, R_2 = 10 kΩ), la tension d'erreur corrigée ε_r est alignée sur une composante continue de l'ordre de 2,5 V. Cette tension (fig. 10.28) est appliquée sur l'entrée inverseuse (broche 8) de l'amplificateur de puissance dont l'élément actif est IC03.

L'entrée non inverseuse (broche 7) doit être alignée sur 2,5 V si l'on veut assurer le fonctionnement de l'amplificateur différentiel d'entrée du TCA0372. C'est le rôle des éléments R_{71} et R_{72} fonctionnant en diviseur de la tension + 5 V.
Le composant intégré IC03 est alimenté en + 10 V sur la broche 2 et en – 10 V sur la broche 4.

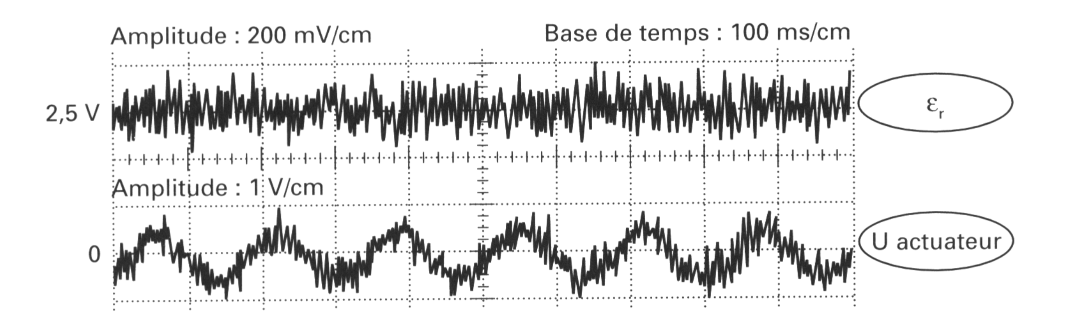


Fig. 10.28 : Oscillogrammes des tensions d'entrée et de sortie de l'amplificateur de puissance.

La tension disponible en sortie (broche 24) du TDA1301 commande l'amplificateur de puissance associé au moteur chariot (*sledge motor*).
La structure électronique de l'amplificateur de puissance est organisée autour de IC04 et est en tous points comparable à l'amplificateur organisé autour de IC03. Les oscillogrammes (fig. 10.29) en résument le fonctionnement.

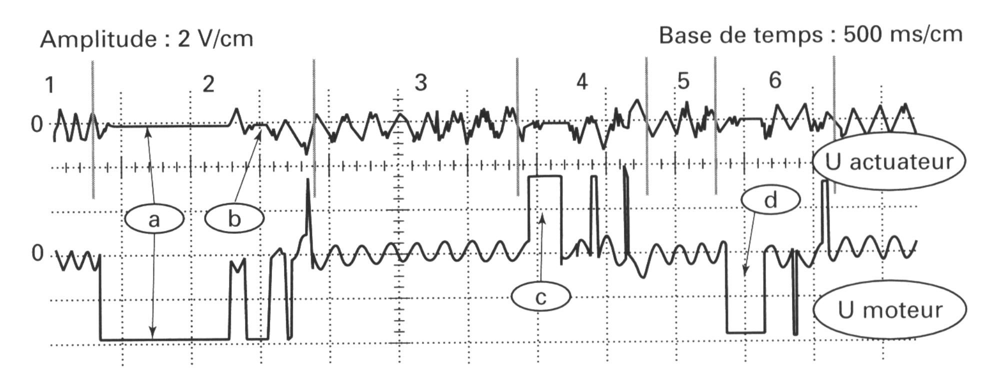


Fig. 10.29 : Oscillogrammes des tensions de l'actuateur de **tracking** *et du moteur chariot.*

Conditions de l'essai

Un disque CD-DA comportant quatre plages audio est placé dans le lecteur et la lecture de la plage 1 est en cours (*situation 1*, fig. 10.29).

Situation 2 : un saut de la plage 1 à la plage 4 est demandé au clavier. La boucle d'asservissement de *tracking* est inhibée tant que la tension de l'ordre de – 4 V est appliquée au moteur chariot (*repère a*). La position du chariot est ensuite ajustée par deux impulsions négatives. L'asservissement de *tracking* est à nouveau inhibé en *b*.

Situation 3 : lecture de la plage enregistrée. La boucle d'asservissement de *tracking* fonctionne. Le moteur chariot est alimenté par une tension pseudo-sinusoïdale dont la valeur moyenne fluctue autour de zéro.

Situation 4 : un saut de plage arrière est demandé (plage 4 vers plage 3). On retrouve le même type de fonctionnement que lors du saut de la plage 1 à 4. La tension appliquée au moteur est positive, le déplacement du chariot se faisant alors en sens inverse. La durée des impulsions est plus courte (*c* comparé à *a*).

Situation 5 : lecture de la plage enregistrée. La situation est identique à celle évoquée en situation 3.

Situation 6 : un saut de plage avant est demandé (plage 3 vers plage 4). Cette situation est comparable à la situation 4. À la tension négative *d* appliquée au moteur chariot font suite deux impulsions de courte durée permettant un positionnement correct du chariot en début de la plage à lire.

REMARQUE

Quand la lecture avec recherche avant ou arrière est activée au clavier (*Fast Search*), le signal audio correspondant à la lecture rapide est restitué (un son est disponible dans les haut-parleurs). Si la recherche se prolonge au-delà de cinq secondes environ, le circuit de silence (*mute*, fonction 5c du schéma fonctionnel fig. 4.8) est activé.

Asservissement radial sur CD-I (Philips)

Cette étude s'applique à tous les lecteurs utilisant le processeur TDA8809 (technologie bipolaire) associé à l'ensemble électromécanique et optique de type CDM9 de conception Philips.

Le positionnement *radial* du bloc optique monofaisceau est assuré par le moteur radial. Le bloc optique est solidaire du bras mobile du moteur radial (fig. 10.30). Le déplacement se fait selon un arc de cercle.

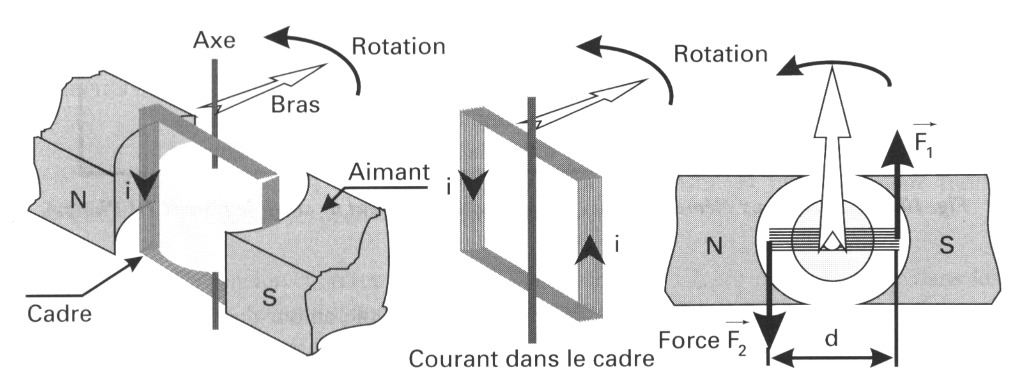


Fig. 10.30 : Rappel du principe de fonctionnement du moteur radial.

Lorsqu'un courant circule dans la bobine (cadre), des forces apparaissent sur les portions verticales des conducteurs placés dans le champ magnétique de l'aimant. L'amplitude de la force F_1 est égale à l'amplitude de la force F_2 (fig. 10.30).
Les forces F_1 et F_2 appliquées sur les portions verticales du cadre constituent un *Couple* capable de faire tourner le cadre. L'efficacité du couple est mesurée par son *Moment* $\mathcal{M}$:

$$\mathcal{M} = F_1 \times d \quad \text{ou} \quad \mathcal{M} = F_2 \times d.$$

Si l'on considère que l'induction magnétique B est constante pour les diverses positions du cadre dans l'entrefer, le moment du couple produit s'écrit :

$$\mathcal{M} = B \cdot i \cdot s \cdot N,$$

s étant la surface du cadre et *N* le nombre de spires.

Étant donné une déviation d'un angle α du cadre par rapport à sa position de repos, la suspension exerce un couple mécanique de rappel dont le moment peut s'écrire :

$$\mathcal{M}'' = C \cdot \alpha,$$

C étant une constante.

La déviation α du cadre est proportionnelle à l'intensité du courant *i* circulant dans le cadre.

Amplificateur de puissance et moteur radial

Le schéma électrique (fig. 10.31) représente l'étage final du circuit de commande du moteur radial des châssis CD-I de Philips.

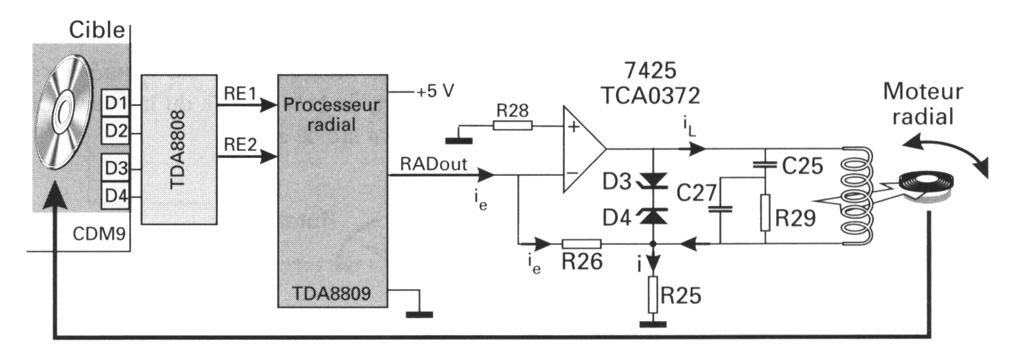


Fig. 10.31 : Principaux éléments de la boucle d'asservissement de suivi de piste (CDI Philips).

L'amplificateur de puissance (fig. 10.31) câblé autour du TCA0372 est commandé en courant (i_e) par le processeur radial (broche 15, RADout).
Le courant i_e, présent sur l'entrée inverseuse, circule via R_{26} et R_{25} vers la masse (aucun courant significatif n'étant consommé sur l'entrée inverseuse du TCA0372). On associe un courant i_L circulant en sortie de l'amplificateur vers la charge (moteur radial et éléments d'amortissement associés).
Il en résulte le courant i tel que : $i = i_e + i_L$, circulant dans R_{25} vers la masse.

Le comportement ordinaire des amplificateurs intégrés à grand gain et entrées différentielles nous permet de considérer comme valables les simplifications suivantes :

- les courants consommés sur les entrées + et – de l'amplificateur sont quasi nuls,
- la tension différentielle entre les entrées + et – est très voisine de zéro.

De ces considérations, il résulte que la tension aux bornes de R_{28} est pratiquement nulle. D'autre part, la tension présente sur la ligne RAD_{out} est très voisine de 0 V !
Soit encore : $R_{26} \cdot i_e + R_{25} \cdot i = 0 \quad \Rightarrow \quad R_{25} \cdot (i_e + i_L) = -R_{26} \cdot i_e$

Le calcul de i_L donne l'expression :

$$i_L = -i_e \cdot \left(\frac{R_{26}}{R_{25}} + 1 \right)$$

L'amplificateur de puissance fonctionne en source de courant à *charge flottante*. On note que la mesure à l'oscilloscope de la tension broche 15 (RAD_{out})

du TDA8809 n'est pas significative (résultat important en cas de recherche de dysfonctionnement !).

Pour permettre quelques mesures essentielles, on rappelle les numéros des broches de l'amplificateur intégré TCA0372, broches affectées au fonctionnement de l'amplificateur de puissance radial (fig. 10.31) :

N° de broche	2	3	4	5	6
Connexion	+ 5 V	sortie ampli.	– 5 V	entrée –	entrée +

Élements de la boucle d'asservissement radial

La lecture du schéma structurel (fig. 10.32) montre que les courants issus du comparateur optique sont traités par les opérateurs internes au TDA8808 : les tensions RE1 et RE2 sont produites et transmises au processeur radial TDA8809 respectivement broches 27 et 28.

La tension d'erreur radiale RE (comparable à TE ou *tracking error* dans les autres technologies) est produite à partir de RE1 et RE2 par des opérateurs internes au TDA8809. Cette fonction est repérée C sur le schéma général d'un circuit d'asservissement (fig. 10.12). La tension RE est ensuite traitée et pondérée (facteurs de correction *d* et *k*) : un oscillateur produit un signal de 650 Hz, interne au TDA8809 associé aux composants câblés broches 2, 3, 4 et 5. La tension d'erreur pondérée est disponible broche 19 pour traverser les éléments complémentaires du filtre de boucle dont la réponse est ajustée par le microcontrôleur *servo* par IDAC (fig. 10.32). Le signal d'erreur est ensuite réinjecté broche 16 (RE_{in}) dans le TDA8809, en entrée de l'amplificateur sommateur D de la boucle d'asservissement.

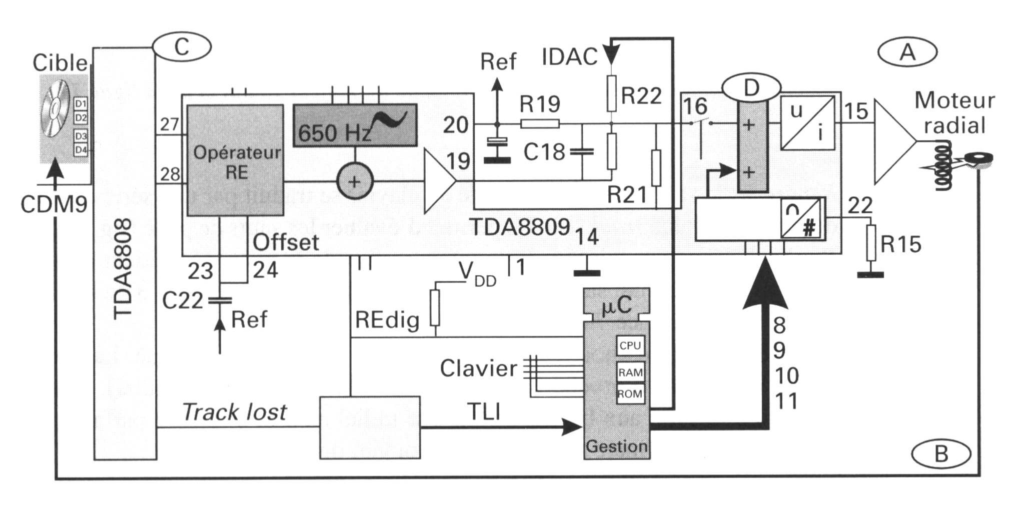


Fig. 10.32 : Architecture du TDA8809 et identification des fonctions de la boucle d'asservissement.

Les effets spéciaux (saut de plage, recherche avant ou arrière) sont réalisés à partir des données issues du microcontrôleur *servo* et appliqués en entrée du TDA8809, broches 8, 9, 10, et 11 (bus B0, B1, B2 et B3) sur l'autre entrée de l'amplificateur sommateur D.
L'amplificateur de courant 7425 associé au moteur radial, constituent les éléments terminaux de la chaîne d'action A (fig. 10.32). La position du faisceau laser, par rapport à la piste lue, est déterminée par la position du bloc optique, elle-même donnée par le moteur radial. On y associe la chaîne de réaction B.

Les oscillogrammes (fig. 10.33) précisent le comportement du circuit d'asservissement radial quand un saut de plage enregistrée est demandé ou si un saut de piste se produit suite à un choc sur le boîtier du lecteur.

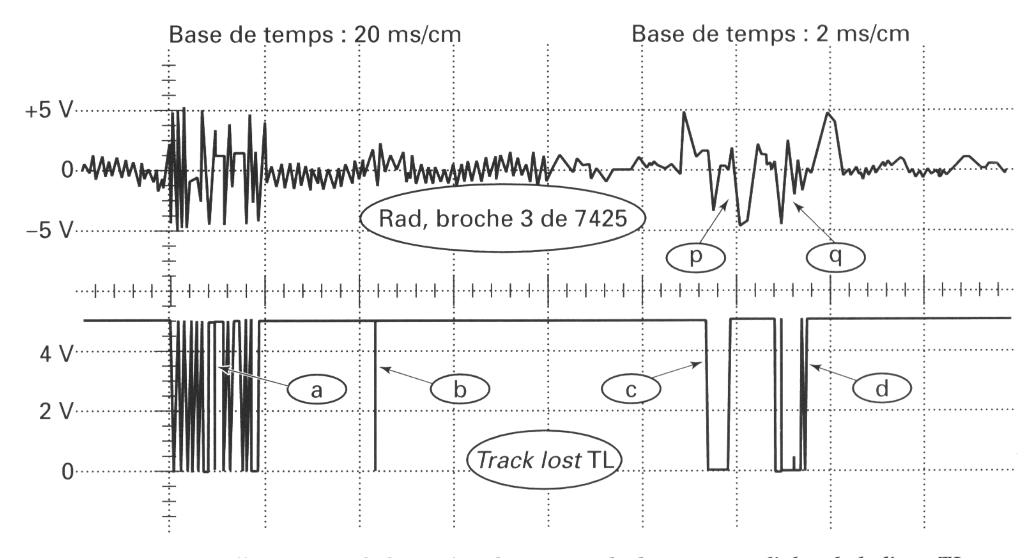


Fig. 10.33 : Oscillogrammes de la tension de commande du moteur radial et de la ligne TL.

Repère a : le saut de plage demandé au clavier se traduit par une série de sauts de piste. Le signal *track lost* TL permet d'évaluer les sauts de piste (fig. 10.33).
Repère b : il se produit une perte intempestive de la piste. L'accident de suivi de piste est répercuté sur la commande du moteur radial (broche 3 de l'amplificateur de puissance 7425, fig. 10.31).
Repères c et *d* : un choc latéral provoque une perte de la piste lue. La perturbation est présente broche 3 (tension aux bornes du moteur radial), *repères p* et *q*. La tension aux bornes du moteur radial en *p* et *q* illustre parfaitement la situation « anormale » présente au moment du choc.

L'information *track lost* TL (fig. 10.33 et 10.34), présente en entrée du microcontrôleur, permet de compter les sauts de piste et de calculer la position du

bloc optique par rapport à la plage lue lors des effets spéciaux. D'autre part, quand des sauts de piste intempestifs sont mesurés lors de la lecture d'une plage, le microcontrôleur peut modifier le comportement de la boucle d'asservissement radial par un ordre sur le bus à destination du sommateur.

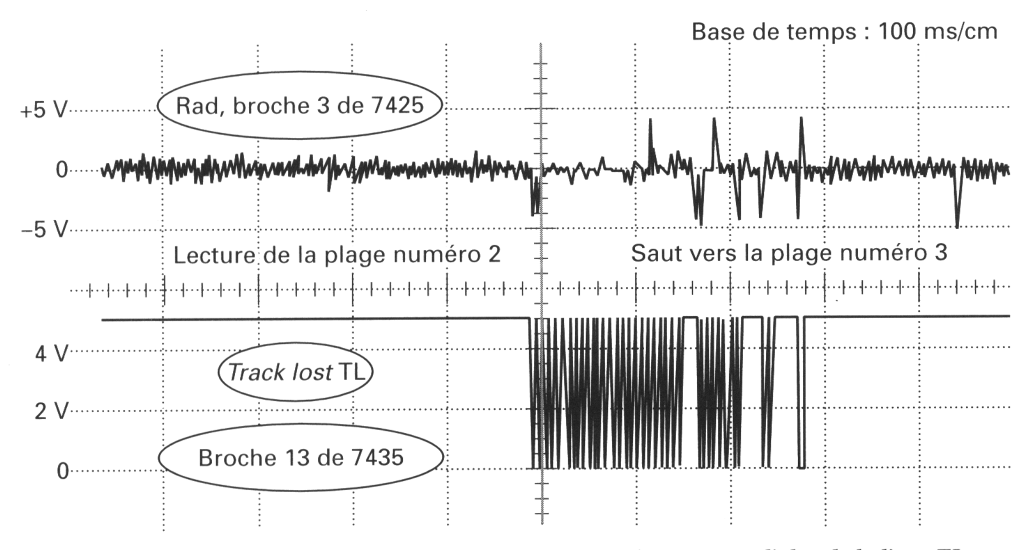


Fig. 10.34 : Oscillogrammes de la tension de commande du moteur radial et de la ligne TL quand un saut de plage est demandé par l'utilisateur.

CHAPITRE 11
PROCÉDURE DE LECTURE DU TOC OU MENU

MISE EN SITUATION

À la mise en marche du lecteur optique par l'interrupteur secteur, après l'établissement des alimentations et du RESET des fonctions à structure numérique, la fonction *Gestion* prend en charge la machine.

À la mise en marche ou après que soit mis en place un CD, le programme principal demande l'exécution d'une procédure permettant à la *Gestion* de reconnaître :

- si un disque est présent dans le lecteur,
- le standard du CD placé dans le lecteur (CD-DA, CD-I, photo-CD, vidéo-CD, etc.).

On rappelle (fig. 11.1) les premières étapes de démarrage du lecteur optique.

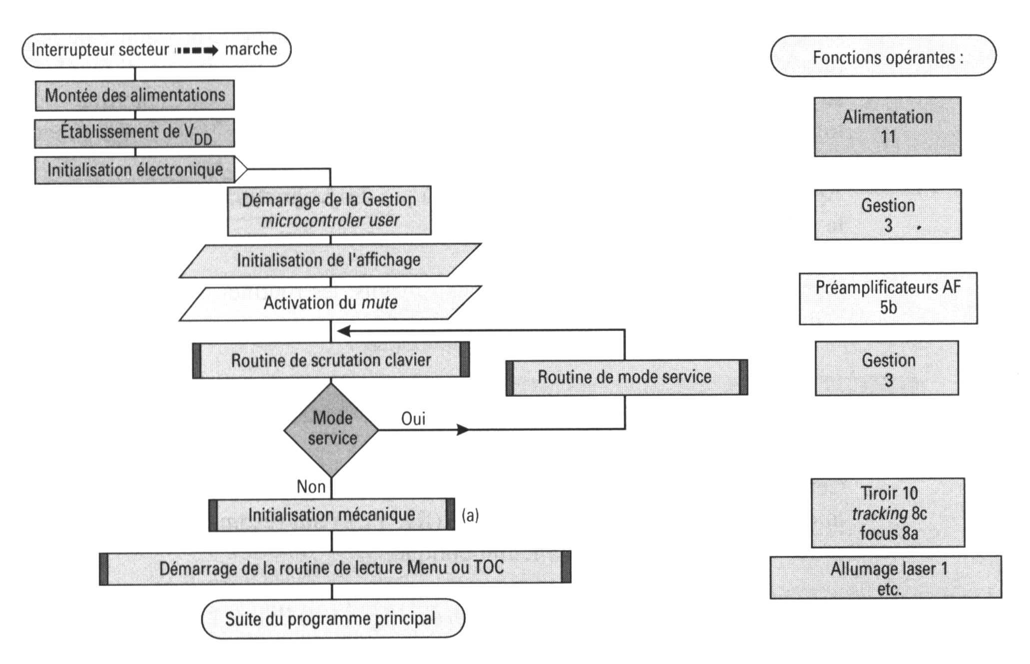


Fig. 11.1 : Récapitulatif des premières étapes de démarrage du lecteur CD.

Outre la position du tiroir disque ou du mécanisme de chargement du CD, la routine d'initialisation mécanique *(a)* commande le déplacement du bloc optique de telle façon que l'axe de la lentille de focalisation soit en vis-à-vis de la plage placée vers le centre du disque. Cette plage, placée en entrée de la surface enregistrée, contient le Menu ou TOC (*Table Of Contents*).

L'initialisation mécanique est importante : un défaut de positionnement du bloc optique ne permet plus la lecture du Menu ! Il faudra vérifier la position du bloc optique lors d'une recherche de dysfonctionnement.

REMARQUE

Quand on utilise un bloc optique triple faisceau et un moteur chariot :

- le moteur chariot ramène le bloc optique en butée mécanique, vers le centre du disque ;
- la boucle d'asservissement de *tracking* est inhibée, actuateur de *tracking* au repos.

Plus simplement, quand le bloc optique est de type monofaisceau, monté sur le bras du moteur radial, la tension appliquée sur le moteur radial amène le bras vers le centre du CD.

OBTENTION D'UN SIGNAL DE LECTURE MENU OU TOC

La *Gestion* de la plupart des lecteurs optiques enclenche la procédure de lecture Menu après avoir réalisé ou vérifié l'initialisation mécanique. Il faut bien se rappeler qu'à ce stade de fonctionnement, la machine est totalement *aveugle* et n'est pas en mesure de déterminer si un CD est effectivement présent.
Après la routine d'initialisation mécanique, la programme principal démarre la procédure de lecture Menu.

Nous résumons, dans les paragraphes suivants, les routines composant la procédure de lecture du Menu.

Routine d'établissement du chemin optique

Cette étude a déjà été conduite dans le chapitre 9 *Asservissement de focalisation.* Nous rappelons l'algorigramme (fig. 11.2) qui résume les étapes nécessaires à l'établissement du chemin optique.

Le microcontrôleur de Gestion (*repère a*, fig. 11.2) donne l'ordre d'allumage de la diode laser (LDon). L'asservissement laser est mis en route. Le microcontrôleur ne surveille pas le fonctionnement de la diode laser.

Repère b : le signal *Focus OK* (FOK) informe le microcontrôleur de l'établissement du chemin optique. Le signal *Focus Zero Crossing* (FZC) informe le microcontrôleur que le point de focalisation est atteint et valide l'information FOK.

Quand la focalisation n'a pas été constatée *(repère c*, fig. 11.2), le microcontrôleur relance la routine d'établissement du chemin optique. Selon les machines, le *soft* permet trois à sept relances. En cas d'échec, la procédure de lecture Menu est interrompue. Un message à destination de l'utilisateur peut être affiché.

Repère d, la routine d'établissement du chemin optique est réussie (un disque est présent). Il est possible de mémoriser la position de la lentille de focalisation (à laquelle correspond *FE bias*).

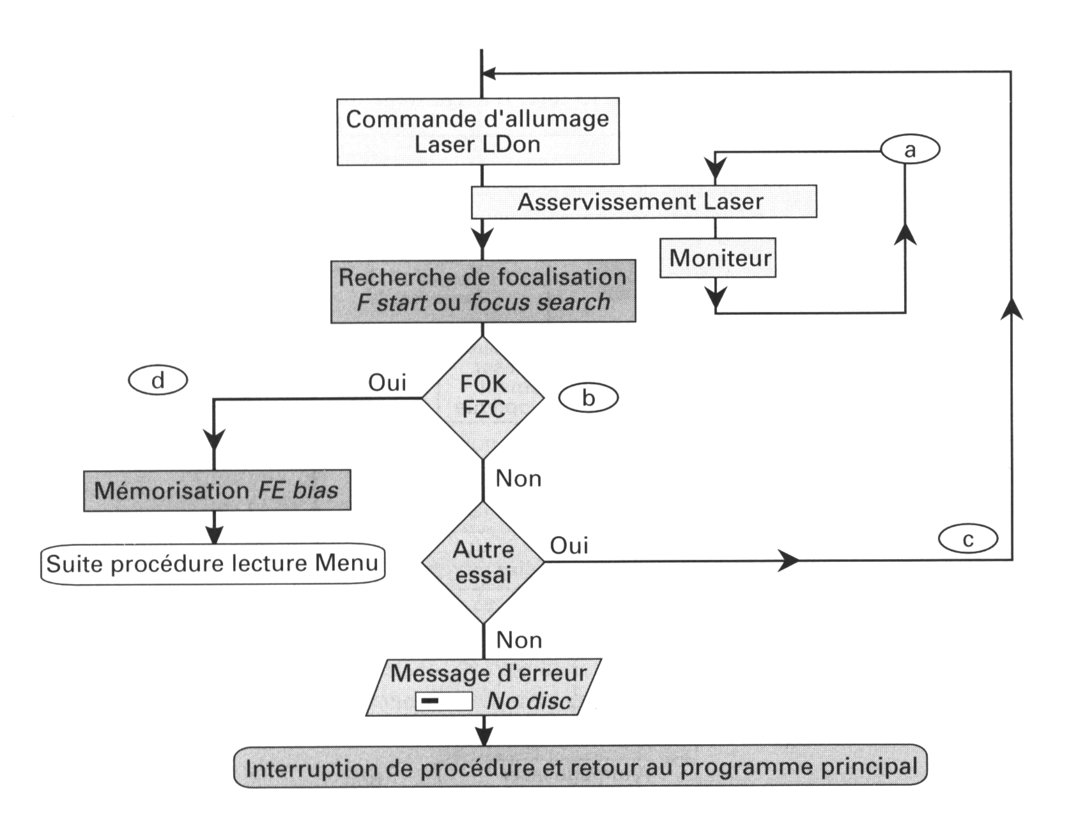


Fig. 11.2 : Étapes nécessaires à l'établissement du chemin optique.

Pour plus de clarté (fig. 11.3), nous simplifions la représentation de la routine d'établissement du chemin optique. Nous utiliserons cette représentation simplifiée dans le montage de la routine de lecture du Menu ou TOC.

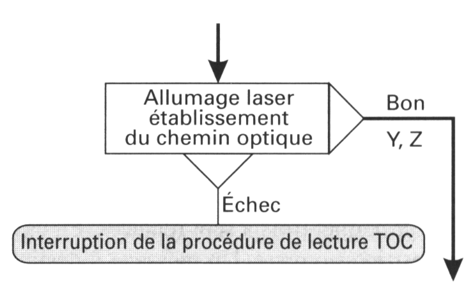


Fig. 11.3 : Représentation simplifiée de la routine d'établissement du chemin optique.

Mise en rotation du disque

Pour permettre le suivi de piste (*tracking*) et donner un sens à la réalisation de cette fonction, il est nécessaire de faire défiler la piste devant le bloc optique. La vitesse de rotation évolue de zéro à une valeur pouvant dépasser la vitesse nominale nécessaire à la lecture. Il s'agit donc bien ici de lancer le disque !

NOTE

Il est possible de mettre le disque en rotation avant d'établir le chemin optique. Certains constructeurs préfèrent cette dernière solution.

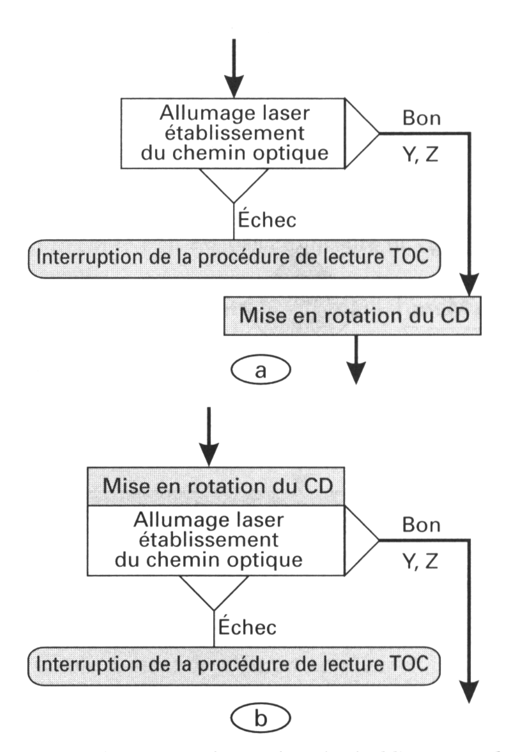


Fig. 11.4 : **Repère a,** *le moteur disque est alimenté après établissement du chemin optique alors qu'en* **repère b,** *le moteur disque est lancé chaque fois que le laser est allumé.*

Quand le disque est mis en rotation avant établissement du chemin optique (fig. 11.4), le moteur disque est relancé à chaque essai d'établissement du chemin optique. Il est important de garder en mémoire ces ordonnancements du fonctionnement des lecteurs, en particulier quand un dysfonctionnement se produit lors de la lecture du Menu.

L'organisation fonctionnelle partielle (fig. 11.5) rappelle les fonctions intervenant dans la mise en rotation du disque. La représentation met en évidence le rôle important joué par la *Gestion* dans le démarrage des lecteurs optiques.

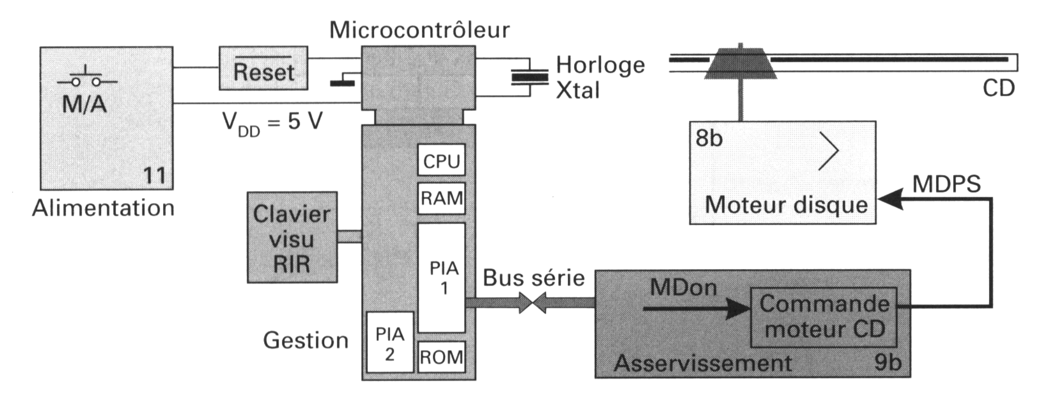


Fig. 11.5 : Fonctions intervenant dans la mise en rotation du disque.

L'ordre de mise en rotation du CD (en provenance du microcontrôleur de *Gestion*) est transmis via le bus série, vers la fonction *Asservissement* (fig. 11.5). L'ordre de type MDon (*Motor Disc on*) est appliqué en entrée du module de commande du moteur disque (*Motor Disc* ou *Turntable Motor*).

La tension produite (repérée MDPS, *Motor Disc Phase Speed*) est appliquée en entrée de la fonction moteur disque notée 8b sur la figure 11.5. Le moteur disque est généralement de type moteur à courant continu. La vitesse de rotation est proportionnelle au courant consommé par le moteur.

Suivi de piste, radial, tracking

Le chemin optique est établi et le disque tourne : il est alors nécessaire de libérer la boucle d'asservissement de suivi de piste (fig. 11.6). L'ordre est donné par le microcontrôleur de *Gestion*.

La boucle d'asservissement se verrouille dès que le fonctionnement atteint le régime établi. La *Gestion* peut éventuellement être informée des sauts de piste intempestifs (dus à des chocs, par exemple).

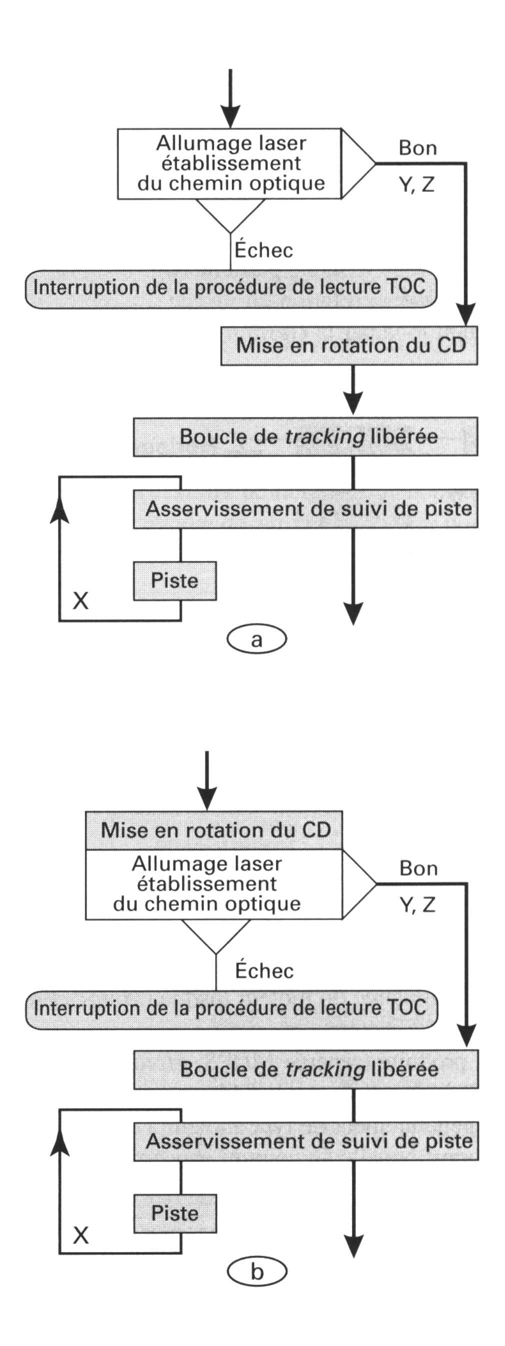


Fig. 11.6 : Après établissement du chemin optique et mise en rotation du disque, la boucle de* tracking *est libérée.

TRAITEMENT DU SIGNAL DE LECTURE MENU OU TOC

Mise en forme du signal de lecture HF/RF

À ce stade du déroulement de la procédure de lecture du Menu ou TOC, un signal de lecture de la plage d'entrée du CD est disponible en sortie des opérateurs associés aux photodiodes composant la cible du bloc optique : les asservissements de focalisation et de suivi de piste fonctionnent et le disque monte en vitesse. En effet, l'inertie mécanique de l'ensemble moteur disque, plateau et disque ne permet pas d'atteindre la vitesse nominale en un temps arbitrairement très court.

L'analyse du signal de lecture au démarrage (fig. 11.7) montre que l'accélération de la rotation du CD se traduit par une augmentation de la fréquence du signal HF/RF.

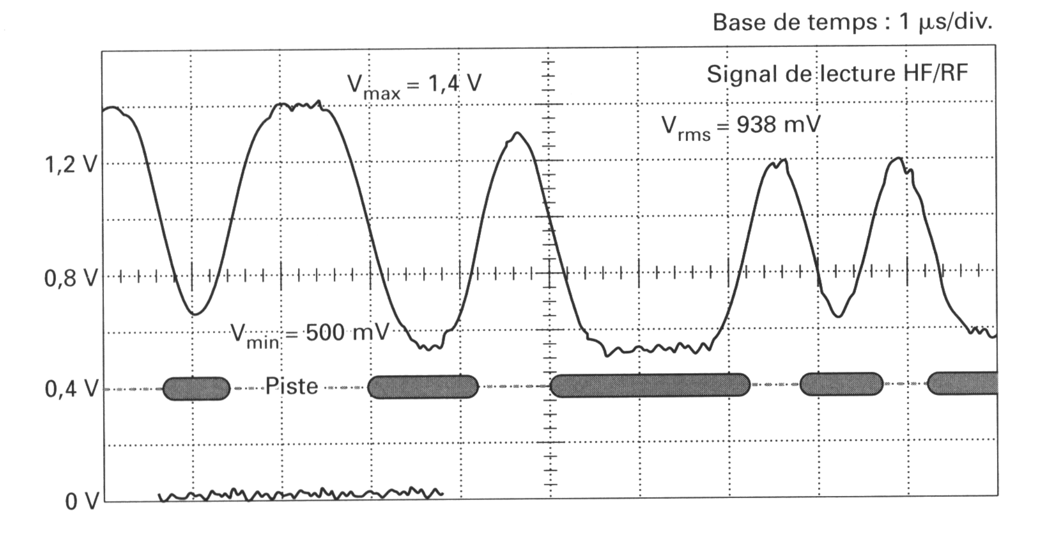


Fig. 11.7 : Oscillogramme du signal de lecture.

D'autre part, il va sans dire que le signal de lecture HF/RF est un signal analogique : la tension produite en sortie des opérateurs associés à la cible varie entre deux niveaux et est l'image du flux lumineux réfléchi (fig. 11.7). Préalablement au traitement numérique, il faut mettre en forme le signal HF/RF pour le rendre compatible avec les circuits d'entrée des fonctions à structure numérique (fig. 11.8). On parle de *numérisation* du signal de lecture.

Selon la technologie utilisée, les concepteurs ont choisi de *numériser* le signal de lecture en sortie de la *fonction 1* (transduction optoélectronique, fig. 11.8) ou en entrée de la *fonction 2* (traitement numérique).



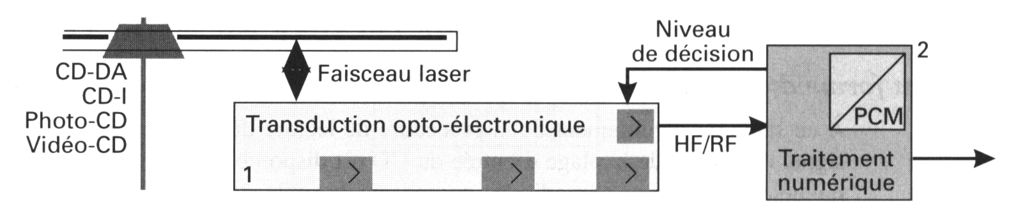


Fig. 11.8 : Avant de procéder au traitement numérique, il faut **numériser** *le signal de lecture.*

Les niveaux hauts et bas du signal HF/RF étant sujet à variation (fig. 11.7), la mise en forme du signal HF/RF est réalisée par un circuit dont les caractéristiques sont asservi à la fréquence du signal de lecture (niveau de décision).

Rappel du contenu du signal de lecture HF/RF

À l'enregistrement, les données sont organisées en trames et secteurs. Reprenons le chapitre 2, *Évaluation des standards CD.*

Pour simplifier, on considère un disque au standard CD-DA (fig. 11.9) : chaque secteur lu en 1/75e de seconde (valeur théorique, subissant les fluctuations de vitesse linéaire du disque), regroupe 98 trames, chaque trame regroupant 588 bits.

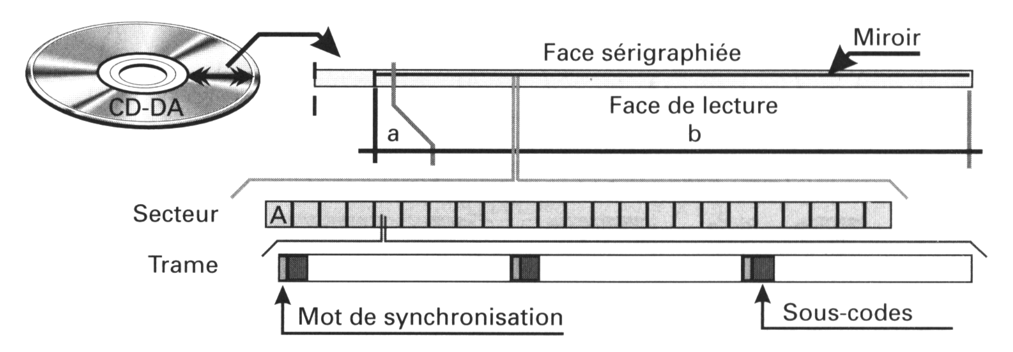


Fig. 11.9 : Organisation en trames et secteurs de l'enregistrement sur le disque.

Le tableau suivant résume les principales caractéristiques à la lecture.

Item	Secteur	Trame	Bit
Durée théorique moyenne	$\frac{1}{75}$ = 13,33 ms	136 µs	0,23129 µs
Fréquence théorique moyenne	75 Hz	7,35 kHz	

Chaque trame débute par un mot de synchronisation codé sur 24 bits, selon un code particulier et unique, repris par l'ensemble des standards (fig. 11.9). Le mot de synchronisation est de ce fait facilement identifiable par les circuits de traitement numérique (*fonction 2*, fig. 11.8).

Faisant suite au mot de synchronisation, chaque trame contient 8 bits de sous-codes qui sont traités pour chaque secteur. L'étude sera développée dans le chapitre 12 *Traitement trame*.

Mesure de la vitesse linéaire de lecture du CD

Pour mémoire, on rappelle que la vitesse linéaire de lecture est constante (CLV, *Constant Linear Velocity*) et est comprise entre 1,2 et 1,4 m/s. La portion de piste occupée par une trame est comprise entre 163 µm et 190 µm.

Moteur disque	Signal HF / RF
CLV ↘	fréquence trame ↘
CLV ↗	fréquence trame ↗

Quand la vitesse de lecture (vitesse linéaire) augmente, les trames défilent plus rapidement sous le faisceau laser. Autrement dit, la durée de lecture de chaque trame diminue : la cadence des mots de synchronisation placés en début de chaque trame est plus rapide. La fréquence des mots de synchronisation, encore appelée fréquence trame f_T, augmente.

CONCLUSION

La mesure de la fréquence trame nous renseigne sur la vitesse linéaire de lecture. La fréquence trame f_T lue constitue la grandeur de mesure de l'asservissement de vitesse.

Horloge de lecture : fréquence bit*, PLL de lecture*

Le signal HF/RF numérisé (souvent noté EFM sur les schémas) contient une suite de 0 et de 1 constituant le contenu des données enregistrées. Le *débit binaire* est variable en fonction du contenu. Chaque transition, du signal de lecture issu du bloc optique, correspond à un niveau logique 1. Chaque niveau (haut ou bas) correspond à un niveau logique 0.
Pour interpréter correctement les mots contenus dans le signal de lecture, il est nécessaire d'en extraire une horloge image de la vitesse linéaire de lecture, encore appelée horloge de lecture à fréquence bit f_B.

La valeur de la fréquence bit est appréciée en partant de la fréquence trame :

$$f_B = f_T \cdot \frac{588}{2}.$$

Chaque trame contient 588 bits, la fréquence associée est maximale quand il y a une alternance de 0 et 1. Une période est alors constituée par l'enchaînement d'un bit 1 suivi d'un bit 0.
Le calcul de la valeur moyenne de la fréquence bit obtenue en lecture donne :

$$f_B = 2{,}1609 \text{ MHz}.$$

Un circuit utilisant une boucle à verrouillage de phase (PLL) est utilisé pour extraire l'horloge de lecture du signal HF/RF numérisé. La fréquence libre de fonctionnement du PLL peut être une fréquence multiple de la fréquence bit moyenne, soit par exemple 4,3218 MHz ou 8,6436 MHz.
Le schéma (fig. 11.10) résume l'ensemble des fonctions nécessaires au début de la chaîne de traitement du signal de lecture. Il établit la relation avec le schéma fonctionnel des lecteurs CD.

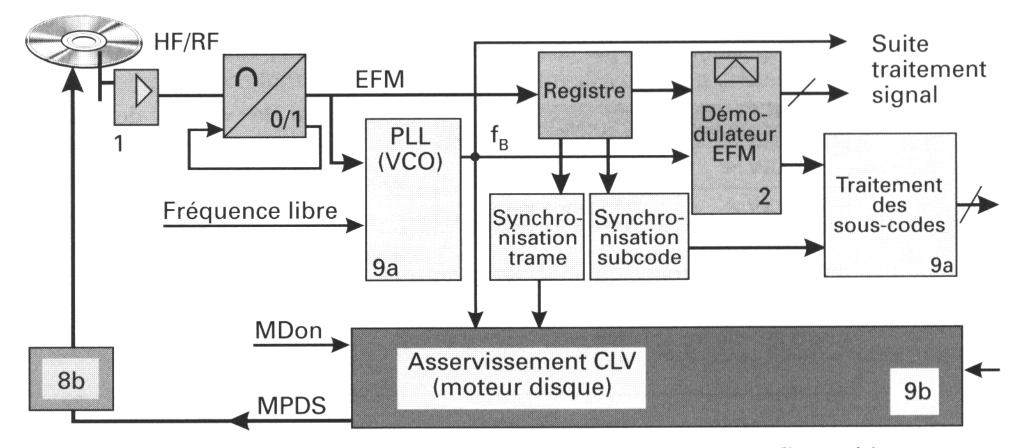


Fig. 11.10 : Gros plan sur les premières fonctions du traitement audionumérique.

Les éléments du Menu

Les données constituant le Menu (*Table Of Contents*) sont extraites des sous-codes (*subcodes*). Les données Menu transitent par un bus série à destination du microcontrôleur de *Gestion*.
Les données Menu sont utilisées par le lecteur pour reconnaître le standard du CD. Plus prosaïquement, quand il s'agit d'un CD-DA, le menu contient le nombre de plages enregistrées, la durée totale enregistrée, la durée de chaque plage, etc.
Ces données sont traitées par la *Gestion* et communiquées à l'utilisateur par l'interface de visualisation.

SUITE DE LA PROCEDURE DE LECTURE MENU OU TOC

Démarrage et fonctionnement de la fonction Service

La fonction *Service* génère les horloges nécessaires aux traitements numériques des signaux lus. Elle met en forme les sous-codes et assure la communication avec la fonction *Gestion*.
L'organisation fonctionnelle partielle de la figure 11.10 en donne une première illustration.

Dès que le signal de lecture HF/RF *numérisé*, encore appelé signal EFM, est présent en entrée du PLL, la boucle se verrouille et le V.C.O. (*Voltage Controled Oscillator*, oscillateur contrôlé par la tension d'erreur produite par le comparateur de phase de la PLL) produit l'horloge de lecture à fréquence bit f_B.

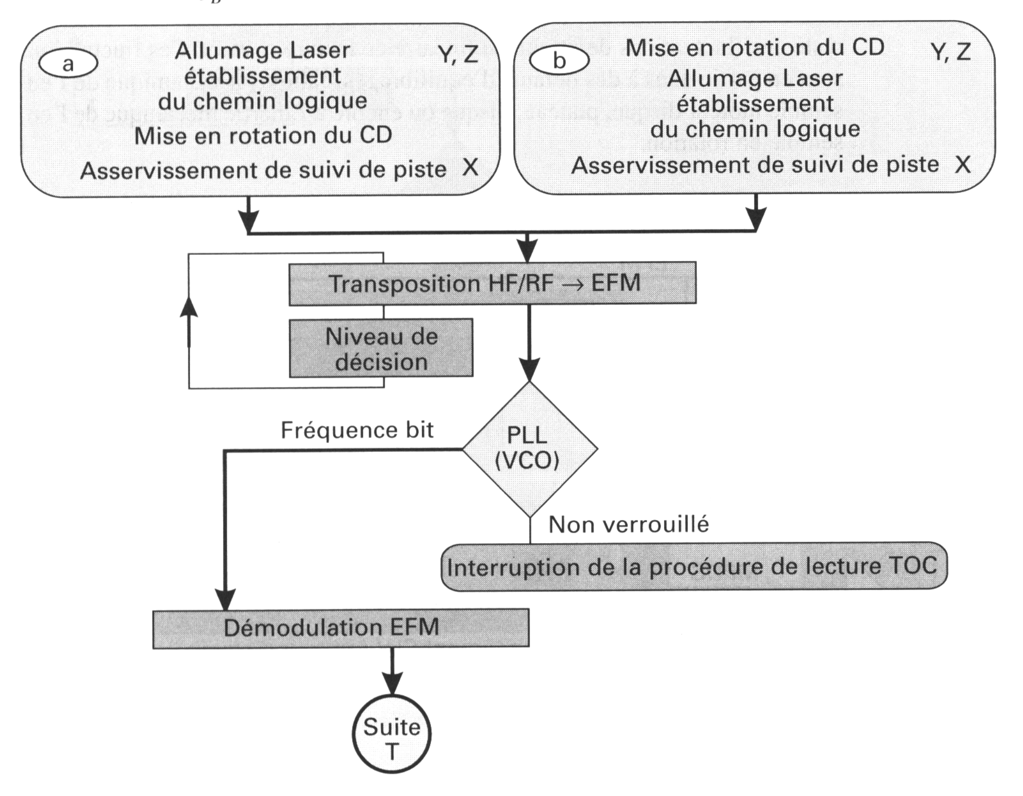


Fig. 11.11 : Le verrouillage du PLL conditionne le traitement numérique.

Quand l'horloge de lecture à fréquence bit (réalisée par le PLL) est verrouillée sur le signal EFM, le démodulateur EFM (*Eight to Fourteen Modulation*) de la fonction *Traitement signal* (*repère* 2, fig. 11.10) peut alors fonctionner. Le contenu de chaque trame est disponible.
L'horloge de lecture à fréquence bit f_B est parfois notée PLCK (*PLL Clock*) sur certains schémas donnés par les constructeurs.

Asservissement de vitesse disque CLV

Le verrouillage de l'asservissement de la vitesse de défilement de la piste (moteur disque) est la condition nécessaire à l'établissement d'un débit des données contenues dans chaque trame quasi constant, compatible avec les standards CD.

Les données de sous-codes ne pourront être extraites et interprétées que si l'asservissement de vitesse est verrouillé.

La boucle d'asservissement de vitesse (fig. 11.12) fonctionne selon le concept développé dans l'étude des asservissements de focalisation ou de suivi de piste (fig. 9.16 ou 10.12). La qualité de l'asservissement de vitesse est telle qu'il reste des fluctuations de la vitesse linéaire de lecture (*gitter*). Ces fluctuations sont en partie dues à des défauts d'équilibrages statique et dynamique de l'ensemble moteur disque, plateau, disque ou encore à l'inertie mécanique de l'ensemble en rotation.

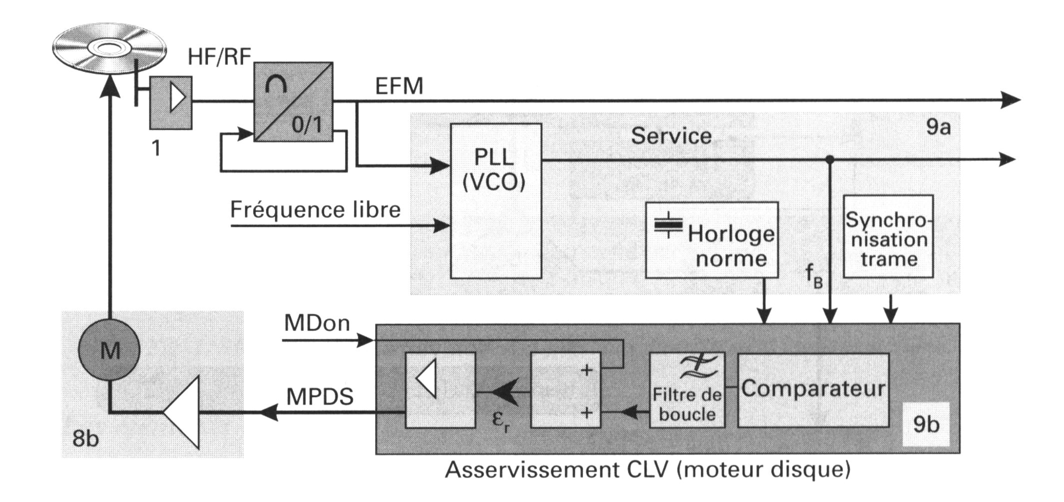


Fig. 11.12 : Principaux éléments de la boucle d'asservissement de la vitesse de défilement de la piste.

L'algorigramme (fig. 11.13) donne l'enchaînement des opérations faisant suite à la démodulation EFM et adjacentes à l'asservissement de vitesse du moteur disque. La lettre T représente l'asservissement de débit des données de lecture encore appelé *débit trame*.

La vitesse linéaire est considérée hors tolérance quand l'accélération du moteur disque au démarrage est insuffisante : la vitesse nominale, de l'ordre de 1,2 à 1,4 m/s, n'est pas atteinte en un temps suffisamment court.

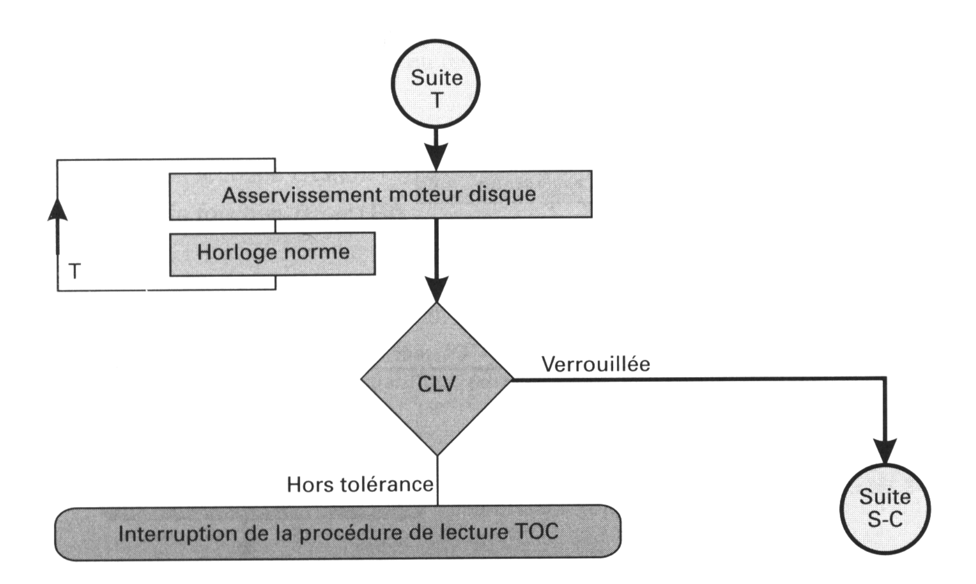


Fig. 11.13 : L'asservissement de débit trame suit le verouillage du PLL dans la procédure de lecture.

Traitement des sous-codes et transfert

Toutes les conditions nécessaires à l'extraction des sous-codes sont maintenant réunies. Les sous-codes (*subcodes*), codés sur un secteur, peuvent être traités et mis à la disposition de la fonction *Gestion* (fig. 11.14).

Des erreurs (dues à une mauvaise gravure ou à de mauvaises conditions de lecture) peuvent être produites. Des données de correction d'erreur sont prévus et permettent de recalculer les bits erronés, dans la mesure où le nombre des erreurs n'est pas important.

La transmission est ensuite assurée par un bus, à destination de la fonction *Gestion*. La partie utilisable par l'utilisateur est traitée et affichée par l'interface de visualisation.

La procédure de lecture du menu ou TOC est achevée. La *Gestion* continue d'exécuter le programme principal (fig. 11.14), par exemple, par une scrutation du clavier.

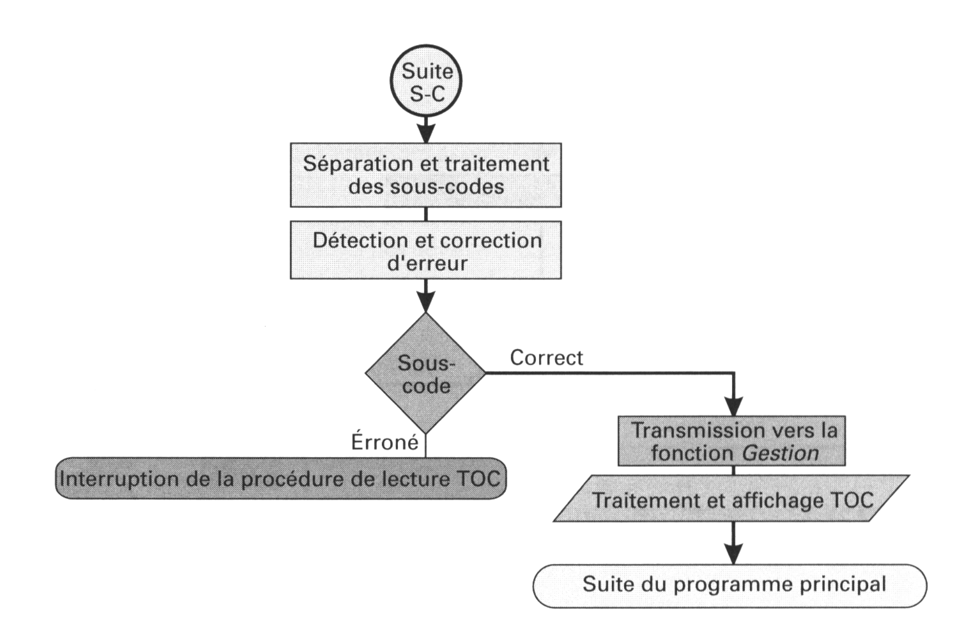


Fig. 11.14 : Traitement et transfert des sous-codes à la Gestion.

Lecture TOC : analyse de dysfonctionnement

La lecture du Menu ou TOC est nécessaire à la reconnaissance du CD. Le lecteur optique doit obligatoirement réaliser cette étape avant que la fonction *Gestion* puisse *redonner la main* à l'utilisateur.

Les dysfonctionnements liés aux asservissements ou aux différents organes du lecteur optique se concrétisent très souvent par une impossibilité de lecture et d'affichage du Menu.

L'enchaînement des étapes nécessaires à la lecture du Menu est rigoureux et est fixé par le déroulement du programme de la fonction *Gestion*. Le *démarrage* des fonctions entrant dans la réalisation de la procédure de lecture du Menu est donc parfaitement ordonné.

Il devient possible de construire une analyse de dysfonctionnement permettant de déterminer la fonction défaillante. Pour cela, on cherche à mettre en œuvre toutes les ressources et les possibilités d'investigation qu'autorise chaque lecteur optique.

À ce stade de la recherche de la cause d'un dysfonctionnement, on suppose que les fonctions mises en œuvre lors du démarrage du lecteur sont parfaitement opérantes :

- la fonction *Alimentation* (11),
- la fonction *Gestion* (3),
- la fonction *Tiroir* (10).

L'algorigramme de recherche, de la fonction ne répondant plus aux exigences de fonctionnement nominal, est donné figure 11.16. Il ne prétend pas répondre à tous les cas imaginables, mais doit permettre de progresser dans l'apprentissage raisonné d'une méthode permettant de déterminer la fonction en cause.

Dans l'ordre, on vérifiera les points de la figure 11.14 avant de chercher, à tout prix, le composant défectueux.
La cause des défauts qui apparaissent suite au mauvais réglage ou au dys-

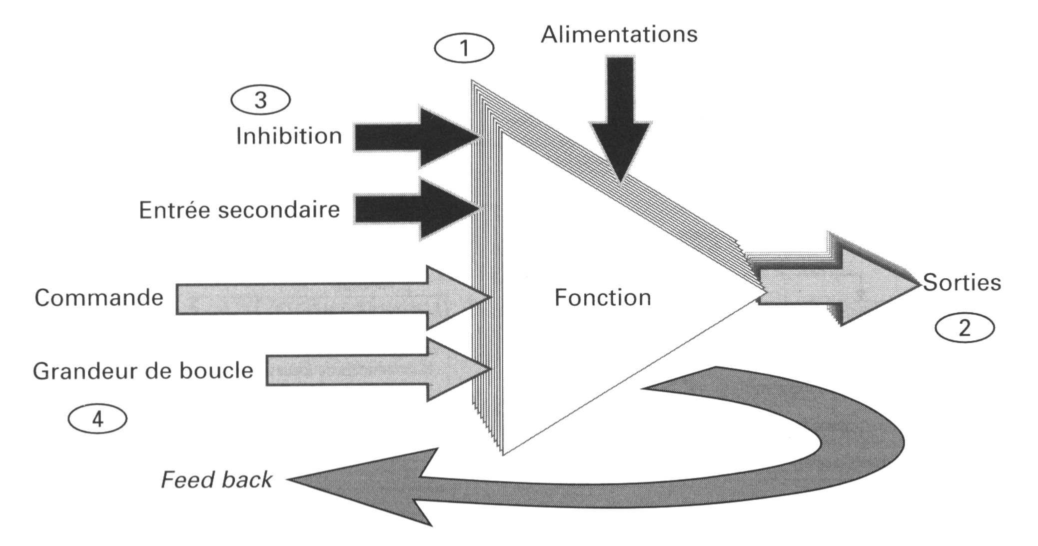


Fig. 11.15 : Récapitulatif des points à vérifier sur la fonction mise en cause.

fonctionnement d'une boucle d'asservissement, n'est pas toujours facile à mettre en évidence. Il peut alors être judicieux d'observer et de mesurer le comportement des circuits en boucle ouverte.

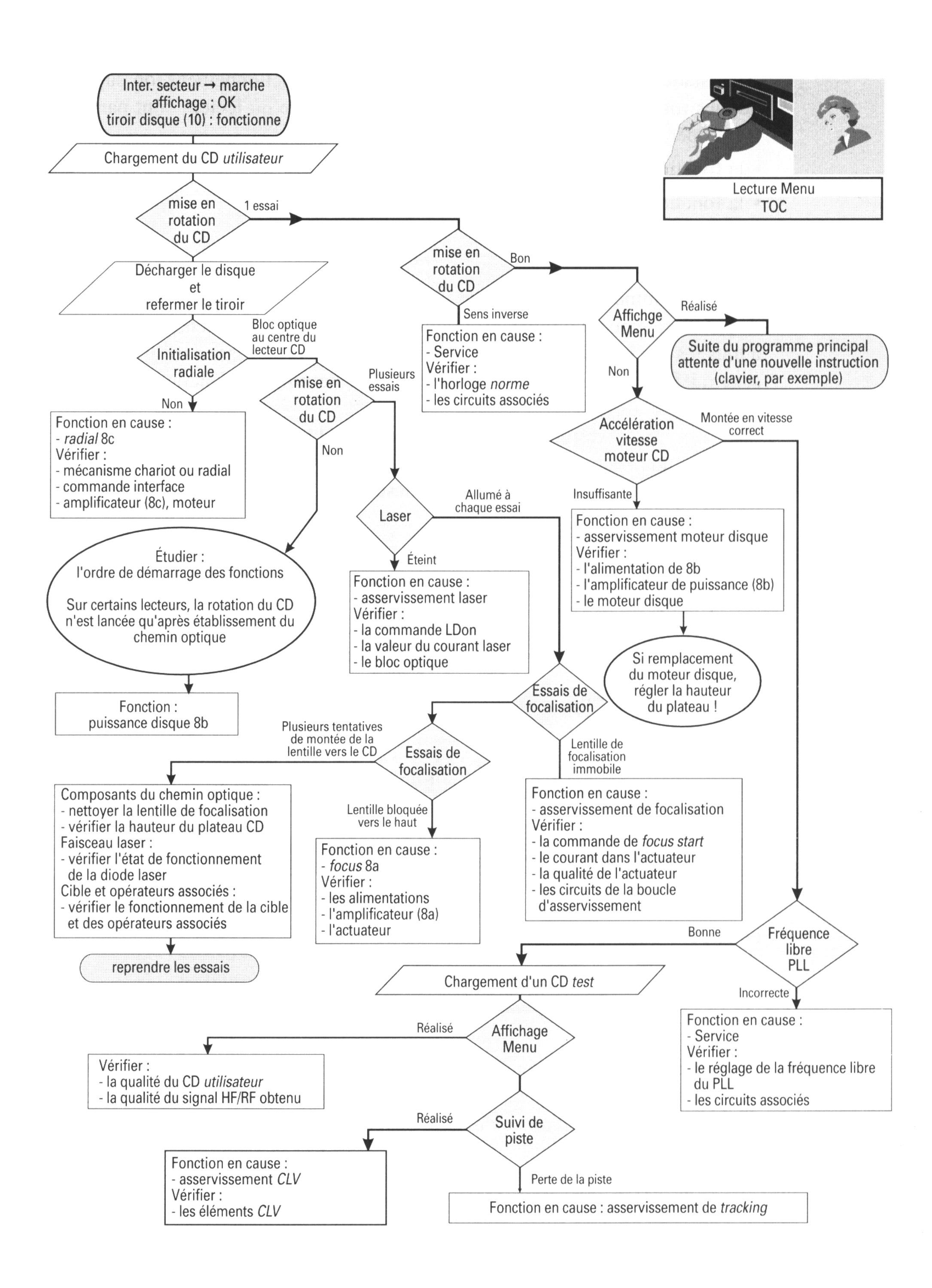


Fig. 11.16 : Algorithme de recherche de dysfonctionnement.

TROISIÈME PARTIE

Traitement numérique

Chapitre 12 Traitement trame
Chapitre 13 Convertisseur N-A ; filtre

CHAPITRE 12
TRAITEMENT TRAME

CODAGE DU SIGNAL AUDIO AU STANDARD CD-DA

Caractéristiques principales d'un son

Le champ auditif de l'oreille humaine est limité :

• en niveaux accessibles à l'oreille ; l'écart entre le niveau d'un son fort (*fortissimo*) et un son faible (*pianissimo*) est mesuré par la *dynamique du son,*

• en fréquences ; on admet que l'oreille standard entend les fréquences comprises entre 20 Hz et 20 kHz.

Perception dans l'espace : l'effet stéréophonique. Les pressions acoustiques reçues par chacune de nos deux oreilles sont légèrement différentes. Le cerveau analyse et donne la sensation d'un *relief sonore*, ce qui nous permet de localiser la source sonore.

Les qualités physiologiques des sons correspondent à des caractéristiques physiques de l'onde sonore associée. La hauteur d'un son est déterminé par la fréquence de l'onde sonore : le son est d'autant plus aigu que le fréquence de l'onde sonore est élevée. On peut subdiviser la bande audiofréquence en trois sous-bandes qui sont les *graves* (basses fréquences du domaine audio), les *médiums*, les *aigus* (hautes fréquences du domaine audio fréquence).

Si deux sources musicales sont caractérisées par des fréquences f et $2f$, l'intervalle musical est appelé *octave*.

L'intensité d'un son ou la puissance acoustique détermine la façon dont on perçoit les variations de pression acoustique. Le comportement de l'oreille peut varier en fonction du *niveau sonore*.

Le timbre d'un son est caractéristique de la nature de la source sonore : le timbre d'une note de musique est différent selon que la même note (un *la* 440 par exemple) est jouée sur un piano ou sur un autre instrument. Le timbre d'un son mesure sa richesse en harmoniques (théorème de Fourier).

Le timbre d'un son peut aussi dépendre de la façon dont apparaît le son : c'est l'attaque d'une note mesurée par l'étude du régime transitoire pendant la durée de la formation de la note.

Numérisation du signal audio

Fréquence d'échantillonnage (*sampling frequency*) f_s

L'opérateur d'échantillonnage est équivalent à un multiplicateur : soit $e(t)$ le signal analogique à échantillonner et $s(t)$ le signal échantillonneur (fig. 12.1).

Chacun des deux signaux peut être décomposé en séries de Fourier :

$e(t) \rightarrow \quad E_0 + E_1\cos\omega t + E_2\cos(2\omega t + \varphi_2)$
$\quad + E_3\cos(3\omega t + \varphi_3) + E_4\cos(4\omega t + \varphi_4) + ...$

$s(t) \rightarrow \quad S_0 + S_1(\sin\Omega t + \Phi_1) + S_2\sin(2\Omega t + \Phi_2)$
$\quad + S_3\sin(3\Omega t + \Phi_3) + S_4\sin(4\Omega t + \Phi_4) + ...$

Le développement du produit d'un cosinus par un sinus donne :

$$(\cos\omega t) \cdot (\sin\Omega\, t) = 0{,}5\ [\sin(\Omega - \omega)t + \sin(\Omega + \omega)t]$$

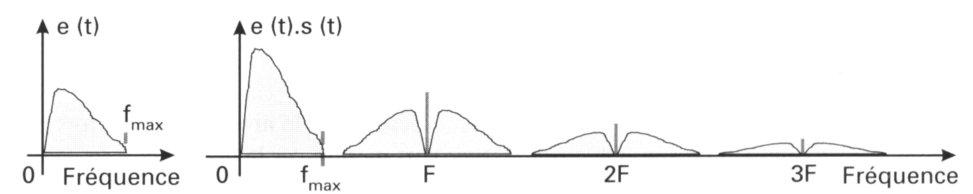


Fig. 12.1 : Représentation spectrale des signaux résultant de l'échantillonnage ($F > 2f_{max}$).

À la fréquence f correspond la pulsation ω du signal analogique à échantillonner. À la fréquence F correspond la pulsation Ω du signal échantillonneur.
Le spectre du signal à échantillonner est *répété* autour de chaque fréquence harmonique du signal échantillonneur (fig. 12.1 et fig. 12.2). Il est important qu'il n'y ait pas chevauchement (on dit recouvrement) des *paquets de fréquences*, sinon, sans autre information, il devient théoriquement impossible d'effectuer l'opération réciproque de l'échantillonnage.

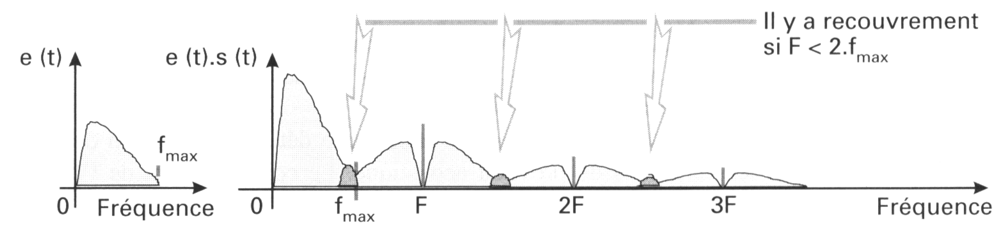


Fig. 12.2 : Spectre du signal audio échantillonné quand $F < 2f_{max}$.

THÉORÈME DE SHANNON-NYQUIST

Un signal analogique ne peut être défini si la fréquence d'échantillonnage (*sampling frequency* = f_s) n'est pas au moins égale au double de la plus haute fréquence f_{max} du spectre du signal analogique : $F_s \geq 2\, f_{max}$.

Application au standard CD-DA : la bande passante nécessaire à la restitution d'un signal audiofréquence s'étend de 20 Hz à 20 kHz.
La fréquence d'échantillonnage f_s est de 44,1 kHz (f_s est fixée par le standard CD-DA).

Organisation fonctionnelle du circuit de numérisation

Considérant un son riche en harmoniques (timbre ayant de *l'éclat*), les harmoniques de rangs supérieurs peuvent se situer bien au delà des 20 kHz de la bande audible. D'autre part, rien n'exclut qu'il ne puisse pas se produire des signaux parasites (bruit) au niveau d'un microphone ou d'un amplificateur audiofréquence placé en début de la chaîne de saisie d'un message sonore.

Il est donc indispensable de limiter la bande passante du signal analogique à échantillonner : c'est le rôle du filtre d'anti-recouvrement ou *anti-aliasing filter* placé avant le circuit d'échantillonnage (fig. 12.3). On utilise un filtre passe-bas d'ordre élevé ; la bande audio est limitée à 20 kHz.

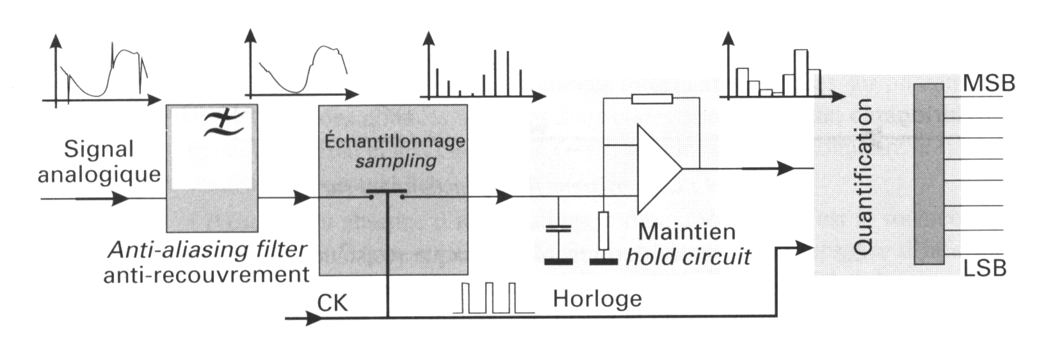


Fig. 12.3 : Organisation fonctionnelle d'un convertisseur analogique/numérique.

Quantification des échantillons issus du signal

Quantifier, c'est attribuer à chaque échantillon un mot binaire codé sur 1, 4, 8 ou 16 bits par exemple. Dans le circuit de quantification, à chaque mot binaire correspond un niveau de tension. Chaque échantillon est comparé à différents niveaux de tension. Quand la valeur de l'échantillon est repérée dans l'échelle des niveaux de tension, un encodeur attribue le mot binaire correspondant à l'échantillon.

Codage PCM : *Pulse Coded Modulation*. Pour illustrer le fonctionnement d'un circuit de quantification, considérons un convertisseur de type *flash* (fig. 12.4), fonctionnant sur 4 bits.

Ces convertisseurs sont dits rapides. Les résistances déterminent le niveau des tensions présentes sur les entrées non inverseuses des comparateurs (fig. 12.4). Ces éléments doivent être stables, leurs valeurs sont ajustées lors de la fabrication du convertisseur. Le nombre de résistances est 2^n, n représentant le format des mots binaires (par exemple, pour un codage sur 8 bits, il faut $2^8 = 256$ éléments identiques !).

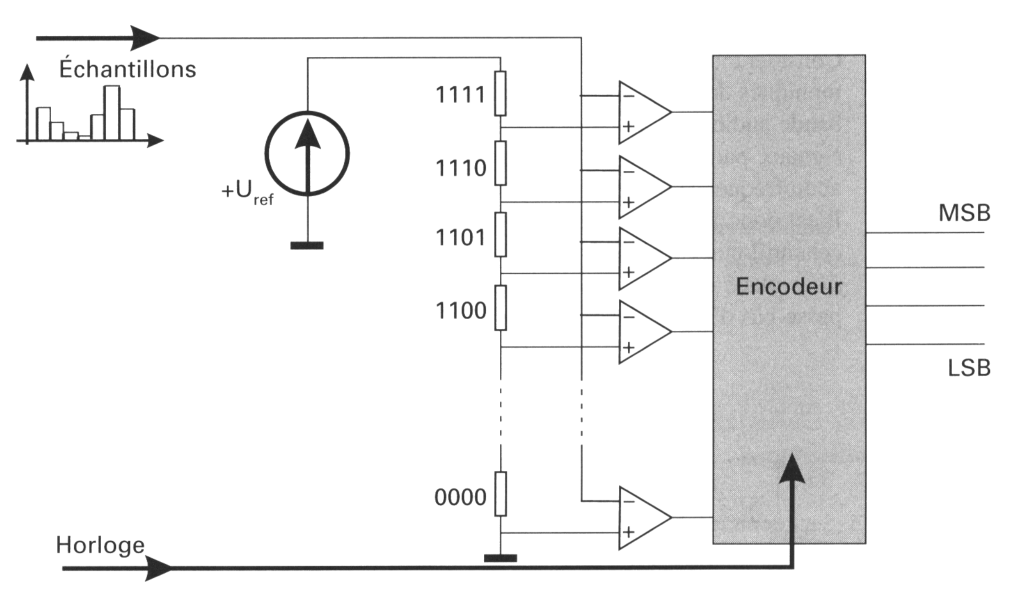


Fig. 12.4 : Convertisseur flash fonctionnant sur 4 bits.

Le mot binaire écrit en regard de chaque résistance (fig. 12.4) représente la valeur binaire naturelle qui serait attribuée à l'échantillon placé en entrée du convertisseur quand la valeur de l'échantillon atteint le niveau de l'entrée non inverseuse du comparateur associé.
En fait, pour faciliter les calculs d'interpolation dans les circuits de traitement audionumérique et pour tenir compte de la valeur alternative des signaux

Valeur analogique	0	1	2	3	4	5	6	7
Mot binaire naturel	0000	0001	0010	0011	0100	0101	0110	0111
Mot binaire codé complément à deux	0000	0001	0010	0011	0100	0101	0110	0111

Valeur analogique	0	– 1	– 2	– 3	– 4	– 5	– 6	– 7
Mot binaire avec premier bit de signe	1000	1001	1010	1011	1100	1101	1110	1111
Mot binaire codé complément à deux	0000	1111	1110	1101	1100	1011	1010	1001

audio-analogiques, le standard CD-DA prévoit l'utilisation d'un code binaire dit *complément à deux* (tableaux suivants).
Le mot binaire codé *complément à deux* est obtenu en ajoutant 1 à la valeur complémentée du mot binaire d'un nombre positif.

Par exemple, considérons le nombre + 6 auquel correspond le mot binaire 0110 et calculons le mot binaire codé *complément à deux* du nombre – 6 : le complément de 0110 est 1001 auquel on ajoute 0001 soit 1010.

Application au standard CD-DA

À chaque échantillon est attribué un mot de 16 bits (soit deux octets).

L'enregistrement est stéréophonique (voie gauche et voie droite), à chaque impulsion de la fréquence d'échantillonnage *fs*, on obtient en sortie des circuits de quantification 2 × 16 bits = 4 octets.

Organisation des signaux numériques en trames et secteurs

Organisation en trames

Chaque trame contient *6 échantillons stéréophoniques* (6 × 4 = 24 octets, soit 24 × 8 = 192 bits) auxquels il faut ajouter un certain nombre d'informations.

Le *mot de synchronisation* (codé sur 24 bits) est placé en tête de chaque trame. Le mot de synchronisation permet au processeur de traitement de signal implanté dans le lecteur, de reconnaître le début de chaque trame. Il est utilisé par les circuits d'asservissement de débit trame et permet de déterminer en partie la vitesse de rotation du disque (vitesse de lecture de l'ordre de 1,2 à 1,4 m/s).

Les *mot de service et systèmes* sont ces informations codées sur un octet qui contiennent des données appelées *sous-codes* permettant aux circuits de traitement de signal et aux circuits de *Gestion* du lecteur de reconnaître le type de contenu de la trame lue :

• Présence ou absence d'informations audionumériques, c'est le sous-code P. Le sous-code P (*pause*) indique la fin d'un morceau ou l'absence d'information audionumérique quand il est au niveau 0. Il indique le début d'un morceau quand il prend la valeur 1.

• Repérage de la trame dans le morceau, durée et type d'enregistrement (stéréophonie, quadriphonie, pré-accentuation, etc.), c'est le sous-code Q.

• Affichage de graphismes, ou de textes (nom de l'auteur, intitulé de l'œuvre, etc.), c'est le rôle des sous-codes R, S, T, U, V, W. Ces sous-codes n'étant pas utilisés sur les disques au standard CD-DA, le contenu est au niveau 0.

Le *mot de parité* est dans le principe, l'association à chaque octet de données audionumériques d'un bit (appelé bit de parité) dont la valeur est obtenue en opérant un *OU exclusif* entre les bits d'un octet. Si, lors de la lecture, on refait la même opération sur les bits constituant l'octet, le bit de parité reste inchangé si aucune erreur n'a été commise au moment de la gravure ou de la lecture du disque. Il devient possible de détecter une erreur mais il manque encore les éléments permettant de la corriger.

On organise à l'encodage les bits constituant les octets de données audionumériques en lignes et colonnes. Les octets de parités associés aux lignes et colonnes permettent de détecter et de corriger une erreur éventuelle.

REMARQUE

Si plusieurs erreurs se produisent, il n'est pas certain de pouvoir toujours les détecter.

Transposition EFM

Afin de pouvoir réaliser une gravure sur le disque compatible avec les caractéristiques du faisceau laser (diamètre du spot, etc.), il est nécessaire de réduire le débit numérique. Les octets sont transposés en mots de 14 bits *(Eight to Fourteen Modulation).*

Par exemple, l'octet 0111 0010 (fig. 12.5a) est transposé en 10010010000010 (fig. 12.5b) de telle sorte qu'entre deux niveaux 1 successifs il puisse y avoir au moins deux niveaux 0 et au plus dix niveaux 0. D'autre part, on rappelle que le passage d'une absence de *pit* à un *pit* correspond à un niveau 1 (modulation NRZI soit *Non Retour à Zéro,* IBM). La longueur des *pits* enregistrés sur le disque s'en trouve allongée. Pour conserver une valeur moyenne nulle du signal de lecture, on introduit des *mots de liaison* de trois bits entre chaque échantillon codé et transposé EFM.

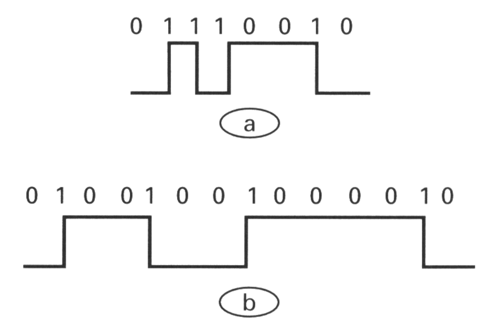


Fig. 12.5 : Exemple de transposition EFM.

Le contenu d'une trame CD-DA est résumé par le tableau suivant. Après transposition EFM, on a ajouté les bits de liaison entre les mots constituant la trame.

Synchronisation		Sous-codes		3 échantillons G + 3 échantillons D		4 octets de parité		3 échantillons G + 3 échantillons D		4 octets de parité	
24b	3 b	14b	3 b	(12 × 14b) + (11 × 3b)	3 b	(4 × 14b) + (3 × 3b)	3 b	(12 × 14b) + (11 × 3b)	3 b	(4 × 14b) + (3 × 3b)	3 b

Une trame contient donc 588 bits.

Organisation en secteurs

Pour se protéger des *macro-défauts* (rayure du disque, trace de doigts, défaut de fabrication, etc.) pouvant entraîner la perte d'un ou plusieurs octets de données, on accroît la protection des données enregistrées en ayant recours à un procédé appelé entrelacement. Le procédé consiste à changer l'ordre naturel des octets à l'enregistrement.

Le *scrambling* est le résultat d'un entrelacement réalisé au niveau des octets constituant une trame.
Pour autoriser la correction de défauts plus important, on entrelace les octets sur un grand nombres de trames : c'est ce qu'on appelle *interleaving*.

Les dispositifs permettant de corriger les erreurs de transmission (à l'enregistrement et à la gravure du disque ou lors de la lecture) sont regroupés dans un circuit de codage (à l'enregistrement) et dans un circuit de décodage (à la lecture).
L'entrelacement est réparti sur un ensemble important de trames : cet ensemble constitue un *secteur*.

Application au standard CD-DA

Le codage et le décodage sont réalisés selon une procédure rigoureuse appelée *CIRC* soit *Cross Interleaving Reed-solomon Code.*
Un secteur est constitué de 98 trames comportant 98 × 24 = 2 352 octets de données audionumériques.
La capacité de correction atteinte par le procédé CIRC est supérieure à un secteur. En lecture, quand la capacité de correction est atteinte, le signal de sortie est assourdi : c'est un *mute*.

Organisation des sous-codes selon le standard CD-DA

Le mot de service et système codé sur un octet par trame est organisé sous forme matricielle sur la durée d'un secteur (fig. 12.6) : les informations de sous-codes transmises sont définies sur 98 octets soit 98 × 8 = 784 bits.

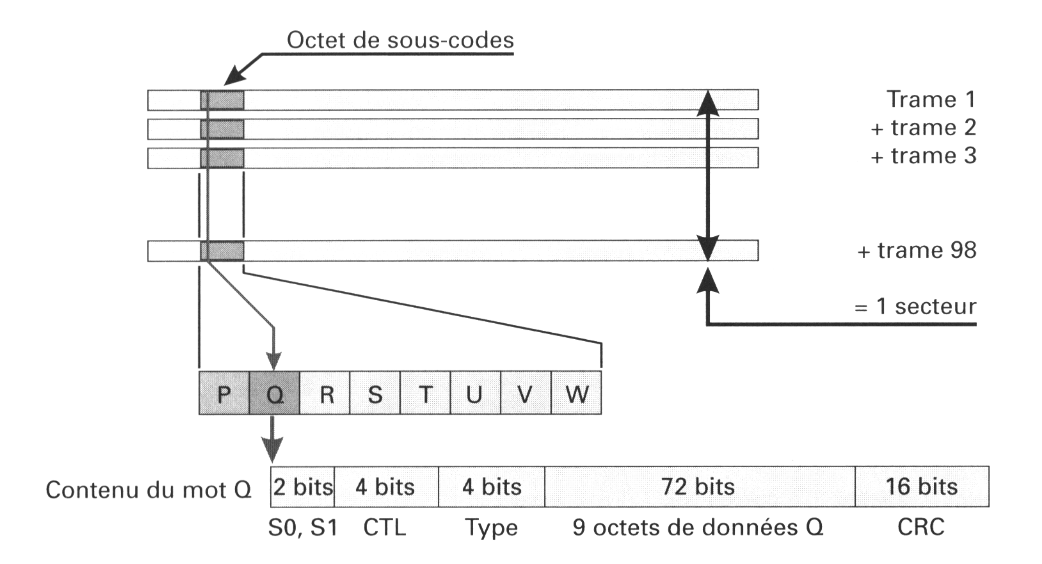


Fig. 12.6 : Enregistrement des sous-codes sur un secteur.

Des registres à décalage de type série-parallèle permettent, trame après trame, de restituer la totalité du mot de sous-code Q (soit un mot de 98 bits). Il en est de même pour les contenus des autres sous-codes.

Étude du sous-code Q

Les bits S0 et S1 permettent la synchronisation des circuits de traitement des informations contenus dans le mot de sous-code Q. Ces bits sont extraits des trames 1 et 2 du secteur de 98 trames.

Le champ de contrôle (CTL) est composé de 4 bits.

3, 4, 5, 6	numéro du bit / caractéristiques de l'enregistrement
0 * * *	enregistrement stéréophonique (2 voies)
* * * 1	enregistrement avec pré-accentuation
* 0 * *	le secteur n'est pas un secteur de données
* * 0 *	copie numérique interdite

Le champ type de données donne la signification du contenu des octets de données Q. On classe les données Q en trois types :

• Données de type 1 : les bits 7, 8, 9 et 10 ont pour valeur 0001.

Pendant la lecture du menu (plage d'entrée du disque CD-DA encore appelée *Lead in* ou TOC), les données Q constituent 9 octets dont la signification est résumée dans le tableau suivant.

1	2	3	4	5	6	7	8	9
00	N° de plage	durée en minutes	durée en secondes	nombre de trames	00	début de la plage en minutes	début de la plage en secondes	début en nombre de secteurs

Pour chacune des plages du CD-DA sont transmises les durées et la position du début de chaque plage définie par rapport au début du disque.
L'organisation des données Q est identique *pendant la lecture des plages audio* ainsi que pendant la lecture de la *plage de fin du disque* (*Lead out*).

1	2	3	4	5	6	7	8	9
N° de plage	N° d'index	temps écoulé en minutes	temps écoulé en secondes	temps écoulé en nombre de trames	00	temps écoulé depuis le début du disque en minutes	temps écoulé depuis le début du disque en secondes	nombre de secteurs depuis le début

• Données de type 2 : les bits 7, 8, 9 et 10 ont pour valeur 0010.

Les données lues sur la plage d'entrée (*Lead in* ou TOC) contiennent le numéro d'identification propre à chaque disque exprimé sur treize chiffres (Code Produit Universel + Numérotage Européen des Articles) CPU / NEA.

1	2	3	4	5	6	7	8	9
52 bits = numéro d'identification du disque							12 bits à 0	nombre de secteurs depuis le début

• Données de type 3 : les bits 7, 8, 9 et 10 ont pour valeur 0011.

Les 7 premiers octets de données plus les quatre premiers bits du 8e octet (soit un total de 60 bits) contiennent :
– Le code de la plage en cours de lecture (Code International Normalisé d'Enregistrement, CINE) qui se décompose en code du pays, code de l'auteur, année d'enregistrement et numéro de série de l'enregistrement. Ce code est exprimé en douze caractères.

1	2	3	4	5	6	7	8		9
60 bits = code international de la plage lue								4 bits à 0	nombre de secteurs depuis le début

– *Le champ CRC ou code cyclique de redondance* qui contient un mot de parité afin de vérifier que l'acquisition des données du sous-code Q a été correctement réalisée.

Organisation des circuits de codage selon le standard CD-DA

À l'organisation des circuits de codage, on associe une représentation des informations binaires gravées sur le disque.
Lors du premier multiplexage (mux.1, fig. 12.7) des données audionumériques, issues des convertisseurs 16 bits, il est nécessaire de réaliser une com-

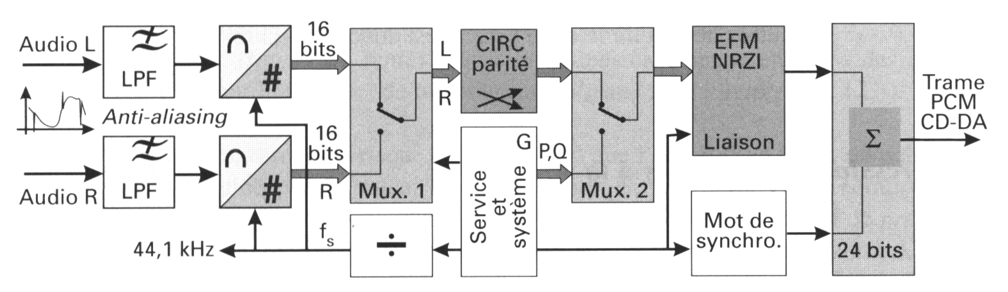


Fig. 12.7 : Organisation fonctionnelle de l'encodeur CD-DA.

pression temporelle afin de *libérer* du temps entre les échantillons. L'ensemble des circuits du *codeur trame* est piloté par une horloge de très haute fréquence, multiple de 4,3218 MHz ! (revoir le calcul de la fréquence bit dans le chapitre 11 *Procédure de lecture du TOC ou Menu*).
La fréquence de cette horloge est fixée précisément et doit être particulièrement stable dans le temps : c'est *l'horloge norme*.

COMPRESSION, CODAGE, PRÉDICTION

De la compression des données

Il s'agit bien là, de réduire le nombre des données binaires à transmettre pendant une durée donnée. Considérons par exemple une image, prise dans une séquence vidéo, échantillonnée et quantifiée. Le tableau suivant donne les principales caractéristiques.

Norme 4:2:2	**Luminance *Y***	**Chrominance *C***
Bande passante vidéo (MAC)	5,6 MHz	2,75 MHz
Fréquence d'échantillonnage f_s	13,5 MHz	6,75 MHz
Échantillons par ligne	$13{,}5 \cdot 10^6 \times 52 \cdot 10^{-6} = 702$	$6{,}75 \cdot 10^6 \times 52 \cdot 10^{-6} = 351$

Considérant que chaque échantillon est codé sur 8 bits, à une ligne vidéo $(Y + C)$ correspond : $(702 + 351) \cdot 8 = 8\,424$ bits.
En normes L ou G (utilisées en Europe), chaque image de 625 lignes contient 575 lignes transportant une information vidéo. La fréquence image est de 25 Hz. Le débit binaire nécessaire à la transmission « naturelle » d'une image devient :

$$8\,424 \times 575 \times 25 = 121{,}095 \cdot 10^6 \text{ bits / seconde}$$

À cela, pour reproduire une séquence audio-visuelle, il faut pouvoir ajouter le contenu audio. Enfin, si l'on souhaite que l'utilisateur puisse intervenir sur le déroulement de la séquence, il faut réserver des données de programme et des données graphiques permettant l'interactivité. Une compression des données permettant de réduire le débit binaire est donc nécessaire.

Compression des données à la source

Les techniques de compression en vogue actuellement reposent sur les principes fixés par les profils MPEG (vidéo-CD, DVD, etc.).
Quand le développeur ne compresse qu'un contenu audio, deux procédés sont disponibles :

• la compression MPEG audio : les données sont ensuite organisées au format *trame PASC*,

• la compression ATRAC (*Adaptive Transform Acoustic Coding*) utilisée sur le *Mini Disc,* par exemple.

Dans tous les cas, compresser les données audio-vidéo consiste à réduire le nombre d'octets stockés et nécessaires à la transmission, sans perte perceptible de l'information restituée. Le volume des fichiers audio-vidéo est ainsi réduit et rendu compatible avec le dispositif de stockage (le CD !) et le dispositif de lecture vers l'ensemble de traitement.

Les fichiers source sont alors prêts à être utilisés par le circuit de codage.

Codage des données

Le codage PCM utilisé dans les encodeurs au standard CD-DA fixe la longueur du mot binaire associé à chaque échantillon à 16 bits. Cela signifie encore qu'à une fréquence d'échantillonnage $f_s = 44{,}1$ kHz, on associe une fréquence bit $f_B = 2{,}1609$ MHz.

De toute évidence, la variation d'amplitude d'un signal audio fréquence dépend du contenu du message traité.

L'exécution au violon d'une mélodie *coule* sans variations brutales. Le $\frac{dv}{dt}$ est en général faible. Deux échantillons consécutifs ne se différencient que par les changements des bits de poids faible.

Un cri de détresse se produisant après un silence se traduit par une importante variation d'amplitude sonore pendant un temps bref. Les échantillons prélevés au moment de la transition voient leurs bits de poids forts changer.
Quand l'environnement audiovisuel du message à enregistrer le permet, il est possible de négliger les fortes varaitions de $\frac{dv}{dt}$.

Considérons une suite d'échantillons prélevés à des temps t_1 , t_2 , t_3 ,..., t_n , t_{n+1} ,... (fig. 12.8), représentatifs de la tension obtenue en sortie des circuits d'échantillonnage et de maintien, *sample and hold circuits* (fig. 12.3).

On peut dire (sans risque de se tromper) que l'échantillon S_2 est partiellement déterminé par la valeur de l'échantillon S_1 (fig.12.8). On généralise cette notion et la proposition peut s'écrire : l'échantillon S_{n-1} permet de *prédire* la valeur supposée de l'échantillon S_n . Cette approche nous conduit à développer le schéma de la figure 12.9. Ce circuit est appelé modulateur DPCM (*Differential Pulse Coded Modulation*).

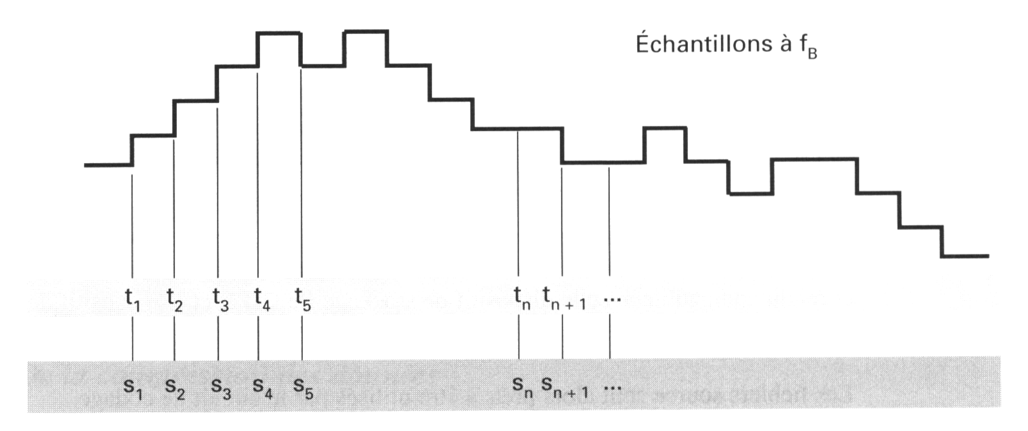


Fig. 12.8 : Suite d'échantillons représentatifs d'un signal audio.

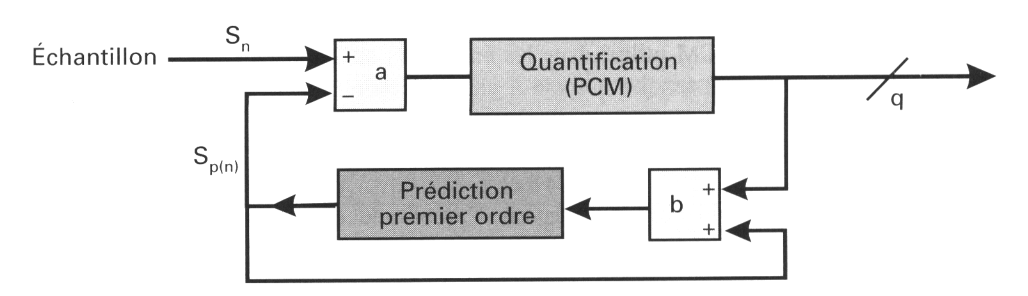


Fig. 12.9 : Organisation du circuit de modulation DPCM.

Circuit de prédiction

Le circuit est composé d'une ligne à retard (fig. 12.10) fonctionnant à la période d'échantillonnage $t_S = \frac{1}{f_S}$.

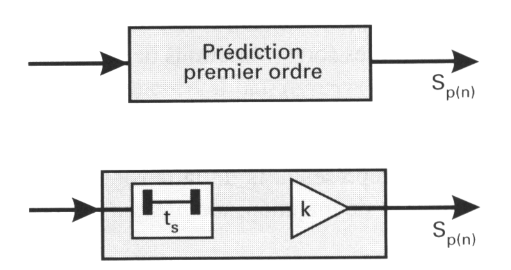


Fig. 12.10 : Composition d'un circuit de prédiction du premier ordre.

Le mot (16 bits par exemple) correspondant à l'échantillon S_n prélevé au temps t_n est présent en entrée + de l'opérateur soustracteur (*repère a*, fig. 12.9). Simultanément sur l'entrée – de l'opérateur (*a*) on trouve :

- l'échantillon S_{n-1} pondéré par l'amplification k de l'amplificateur de boucle (*repère b*, fig. 12.9) ;
- l'échantillon S_{n-2} pondéré, issu d'un premier passage dans la boucle, est affecté du coefficient d'amplification k_2 ;
- les échantillons antérieurs S_{n-3}, S_{n-4},... affectés des coefficients d'amplification k_3, k_4,...

Le signal de boucle, appliqué sur l'entrée – de l'opérateur (*repère a*) peut s'écrire :

$$S_{p(n)} = \sum_{r=1}^{n} krS_{(n-r)}$$

où k est appelé coefficient de prédiction, r représente le nombre de récurrence. Simplifions et considérons une boucle de prédiction simple (une seule boucle de récurrence) affectée d'un coefficient (unique) égal à 1. Le signal de boucle s'écrit alors :

$$S_{p(n)} = S_{(n-1)}$$

Le signal obtenu en sortie de l'opérateur est : $S_n - S_{p(n)}$. Il mesure la différence survenue entre l'échantillon au temps t_n et l'échantillon précédent au temps t_{n-1}.
Le mot binaire (le nombre de bits reste à définir !) obtenu en sortie du circuit de quantification correspond à la variation d'amplitude du signal audio (valeur relative).

Codage ADPCM (*Adaptive Differential PCM*)

La réponse et le principe de fonctionnement mis en évidence dans le circuit de codage (fig. 12.9) sont caractéristiques du codage DPCM (*Differential Pulse Coded Modulation*).
L'analyse approfondie du fonctionnement de l'encodeur DPCM montre que, si on conserve le même nombre de bits que pour un encodeur PCM (16 bits par exemple), le rapport signal sur bruit des signaux codés est supérieur quand on utilise un circuit DPCM.

La dynamique des signaux audio à traiter est importante (écart entre le niveau d'un son fort et le niveau d'un son faible). D'autre part, l'amplitude du signal audio peut varier lentement (mélodie) ou brutalement (coup de canon).
Il devient alors intéressant de pouvoir adapter la réponse de l'encodeur de façon à :

- conserver un bon rapport signal sur bruit (minimiser l'erreur de quantification) ;
- être capable de restituer des variations d'amplitude importantes ;
- réduire globalement le débit binaire, comparativement à un encodeur PCM.

Le schéma du modulateur PCM (fig. 12.9) est modifié de façon à pouvoir ajuster le nombre de bits nécessaires à la définition de chaque échantillon et permettre d'optimiser le coefficient de prédiction (fig. 12.11).

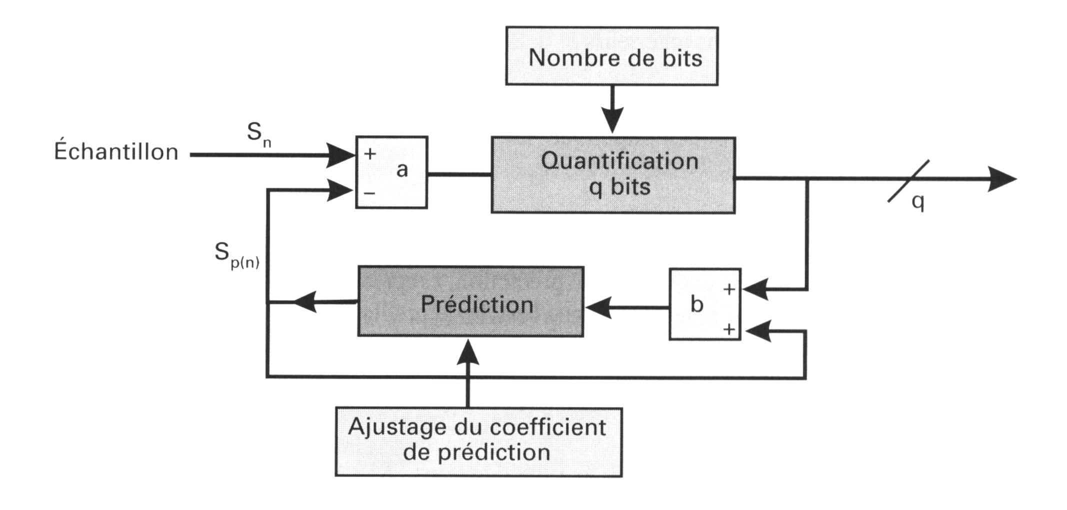


Fig. 12.11 : Schéma de la structure d'un encodeur* Adaptive *DPCM.

Compatibilité ADPCM - PCM

Les lecteurs optiques sont, par définition, tous compatibles CD-DA. Cela signifie que tous les lecteurs comportent un circuit convertisseur numérique-analogique capable de traiter les données audio codées PCM.

Si le codage audio est de type ADPCM, une transposition est opérée dans la fonction traitement trame (*repère 2*, fig. 4.9) de l'organisation fonctionnelle des lecteurs optiques, de façon à disposer, dans la voie audio, de signaux PCM.

Pour cela, les coefficients de prédiction et l'affectation des bits transmis (longueur des mots correspondant aux échantillons quantifiés) sont transmis (fig. 12.12) au circuit de transposition ADPCM → PCM du traitement trame (*repère 2* de la figure 4.9).

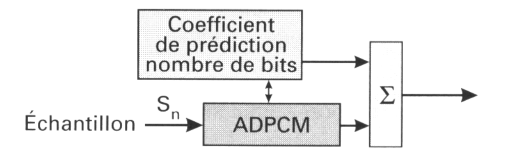


Fig. 12.12 : Les coefficients d'adaptation du modulateur sont aditionnés aux mots ADPCM.

Traitement trame

La fonction de traitement trame (*repère 2*, fig. 4.7 et 4.9, organisation fonctionnelle des lecteurs optiques) est en quelque sorte la fonction réciproque de l'encodeur utilisé lors de l'opération de *pré-mastering* (enregistrement numérique en studio). Nous pouvons conduire l'étude des circuits de traitement trame à partir de l'organisation de l'encodeur.

Traitement numérique du signal au standard CD-DA

Pour être le plus clair possible, reprenons le schéma (fig. 12.13) de l'encodeur et déterminons précisément les fonctions associées.

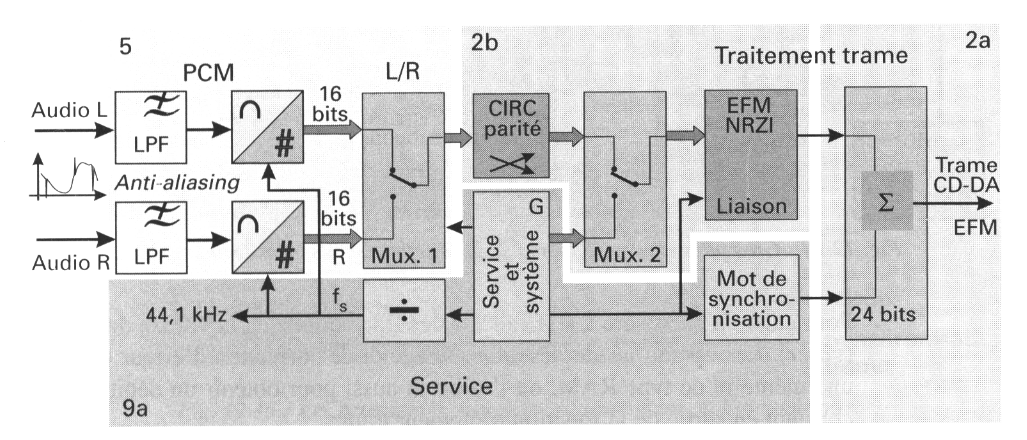


Fig. 12.13 : Organisation fonctionnelle de l'encodeur (à l'enregistrement du disque).

Lors de la lecture d'une plage, le signal EFM est appliqué en entrée de la fonction de traitement trame. Au mélangeur (*repère 2a*, fig. 12.13) de l'encodeur correspond le registre (*repère 2a*, fig. 12.14) placé en entrée du démodulateur EFM. Une des premières fonctions de ce registre est de permettre l'extraction du mot de synchronisation trame.

Dans l'encodeur (fig. 12.13), toutes les opérations de conversion ou de traitement sont gérées par l'ensemble *Service*, travaillant à une fréquence *horloge norme*. Il est nécessaire de reconstituer au plus vite l'horloge de lecture mesurant le débit binaire à la lecture : cette opération est réalisée par le PLL (*repère 9a*, fig. 12.14) placé en entrée de la fonction *Service* du lecteur CD-DA.

Sur la sortie audionumérique du démodulateur EFM (fig. 12.14), on retrouve les signaux initialement présents à l'entrée *mux.2* (sortie de la fonction CIRC, etc.) de l'encodeur (fig. 12.13).
À ce stade du traitement audionumérique dans le lecteur, la fonction (repère 2, fig. 4.7 et 4.9) doit être capable :

• d'extraire les bits de parité,
• de désembrouiller (*uninterleaving and unscrambling*) les symboles audionumériques,
• de corriger les erreurs,
• d'effectuer les calculs d'interpolation quand un échantillon est manquant,
• de générer un silence (*mute*) si trop d'échantillons sont manquants.

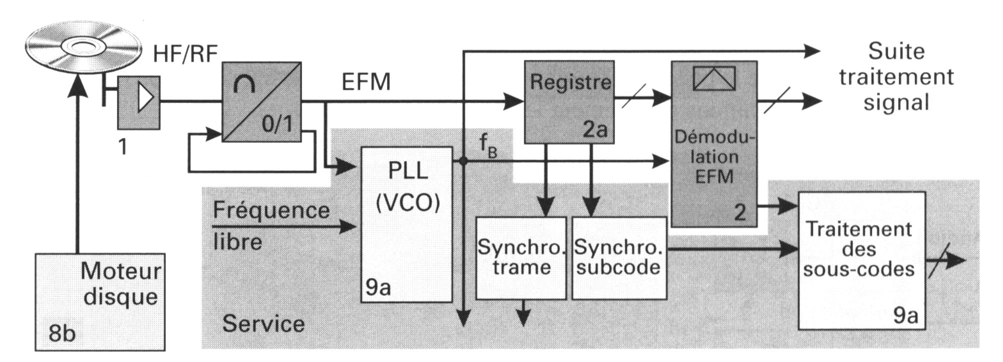


Fig. 12.14 : Gros plan sur les éléments de la fonction **Service** *des lecteurs CD.*

Pour cela, on cherchera à s'affranchir des fluctuations de la vitesse de lecture (*gitter*). Les opérations de désembrouillage et de correction d'erreur utilisant une mémoire de type RAM, on l'utilisera aussi pour obtenir un débit binaire constant en sortie de la fonction traitement trame.

Éléments de l'architecture du décodeur audionumérique

Les octets de données audionumériques, contenus dans chaque trame, issus du démodulateur EFM sont mémorisés à la vitesse de lecture du CD : pour cela, on utilise la *fréquence bit* comme horloge d'écriture dans la RAM (fig. 12.15). La lecture des octets dans la RAM est faite à *fréquence norme* (horloge de lecture) de façon à obtenir un débit de données numériques constant (c'est que ce nous avons appelé débit trame !)

Les variations de vitesse linéaire (CLV) du disque produisant une variation du débit numérique (*gitter*) sont absorbées, dans la mesure où la capacité de la RAM est suffisante pour stocker un nombre de trames important.

Quand la vitesse de lecture est supérieure à la valeur nominale, la RAM est écrite plus rapidement qu'elle n'est lue. Il faut pouvoir freiner la rotation du disque avant un remplissage complet de la RAM : à un débordement (*overflow*) correspondrait une perte des données contenues dans les trames lues et non enregistrables en RAM.
Quand la vitesse de lecture est inférieure à la valeur nominale, la RAM se vide progressivement. Il est nécessaire d'accélérer la vitesse de lecture avant

qu'une interruption de lecture des données se produise, ce qui entraînerait un silence (*mute*) dans les voies audio droite et gauche.

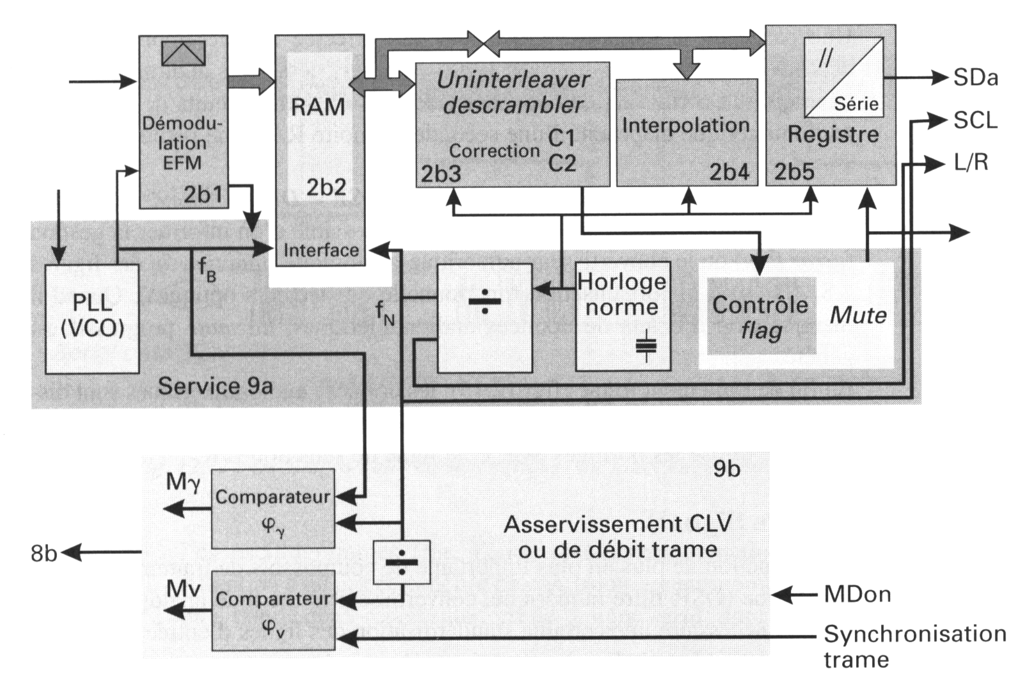


Fig. 12.15 : Les principales fonctions du traitement audionumérique.

Le taux de remplissage de la RAM est déterminé en comparant la *fréquence bit* (écriture de la RAM) à la *fréquence norme* (lecture de la RAM). Cette fonction est assurée par un comparateur de phase φ_γ placé dans la fonction *Asservissement CLV* ou de débit trame (fig. 12.15).

Les octets stockés en mémoire RAM, sont lus dans l'ordre où ils sont écrits : le fonctionnement est du type FIFO (*First In, First Out*). La capacité de la RAM utilisée peut être de 2 kbits à 32 kbits. Plus la capacité de la RAM est importante et plus la marge de *gitter* est grande : une capacité importante permet de maintenir en réserve un certain nombre de trames et d'absorber les variations de vitesse de lecture du disque ou les problèmes consécutifs à un choc sur le lecteur (quand il est portable (baladeur) ou embarqué sur un véhicule).

REMARQUE

Certains lecteurs équipés d'un dispositif de protection contre les chocs, utilisent une RAM dynamique d'une capacité de 4 Mbits !

On peut estimer que la marge de *gitter* est de l'ordre de ± 28 trames quand on utilise une mémoire de 32 kbits. (On rappelle que 2^{12} octets = 4 096 octets, ce qui correspond à 32 768 bits).
Une partie de la mémoire RAM peut être affectée aux désembrouillage et désentrelacement (*uninterleaver* et *descrambler*) des octets audionumériques ainsi qu'à la correction des données erronées. Certains circuits de traitement audionumérique disposent d'une seconde mémoire RAM, de petite capacité.

Les circuits de traitement audionumérique (DSP = *Digital Sound Processor*) peuvent comptabiliser les erreurs. Il devient possible d'en informer la gestion (*error flag*) ou le convertisseur numérique-analogique (*fonction 5a* des figures 4.8, 4.10 et 4.11, organisation fonctionnelle des lecteurs optiques). Quand il manque trop d'octets de données audionumériques, un *mute* progressif est généré.
En fin de traitement trame (fig. 12.15), les données audionumériques sont disponibles en mode série sur la ligne SDa (*Serial Data*). La transmission sur un bus série utilise les horloges SCL et la ligne de sélection L/R.

Bus I2S (Inter Ic's Signal)

La production de plus en plus importante de composants de traitement audionumérique (DSP, filtre numérique, convertisseur numérique-analogique, etc.) a rendu nécessaire une certaine standardisation des lignes d'entrée ou de sortie permettant le transfert des données audionumériques.
Le transfert des données audionumériques par un bus série permet de limiter le nombre des broches de chaque circuit et permet d'abaisser le coût de revient des produits (domaine grand public !). Le bus audionumérique est généralement composé de trois lignes (fig. 12.16).

Il reste à définir le mode de transfert et le débit des informations audionumériques sur ce bus plus particulièrement destiné aux applications du domaine grand public.

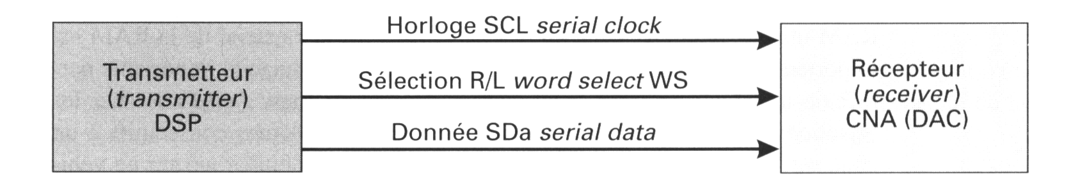


Fig. 12.16 : Lignes d'un bus série audionumérique.

La transmission des données est entièrement gérée par l'interface de sortie du circuit de traitement audionumérique (DSP) réalisant la fonction 2 (fig. 4.7) de l'organisation fonctionnelle des lecteurs optiques CD-DA.

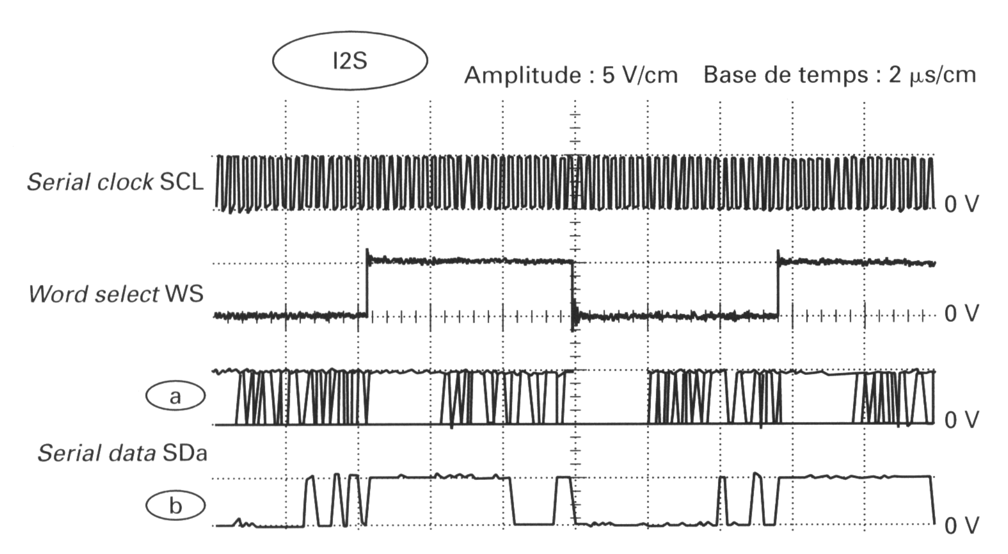


Fig. 12.17 : Oscillogrammes caractéristiques du fonctionnement d'un bus I2S.

Les oscillogrammes (fig. 12.17) résument le fonctionnement du bus I2S. Attention à ne pas commettre de confusion. Le bus comporte bien trois lignes : on a donné deux représentations de la ligne *serial data* SDa.

Figure 12.17a, l'oscillogramme donne une valeur *statistique* du contenu audionumérique présent sur la ligne SDa. En lecture d'une plage audionumérique du CD-DA, les données transmises sur la ligne SDa évoluent en permanence : un contenu qui n'évoluerait pas, pourrait être la conséquence d'une panne du DSP (circuit de traitement du signal audionumérique) ou de la mémoire RAM associée.
Figure 12.17b, l'oscillogramme donne une valeur *instantanée* du contenu audio-numérique. Pour la mesure, on utilise un oscilloscope numérique, capable de restituer le signal correspondant à un balayage unique de l'écran.

La ligne *word select* WS est à un niveau haut quand les données de la voie droite sont transmises (fig. 12.18). Elle passe à un niveau bas quand les données de la voie gauche sont transmises.

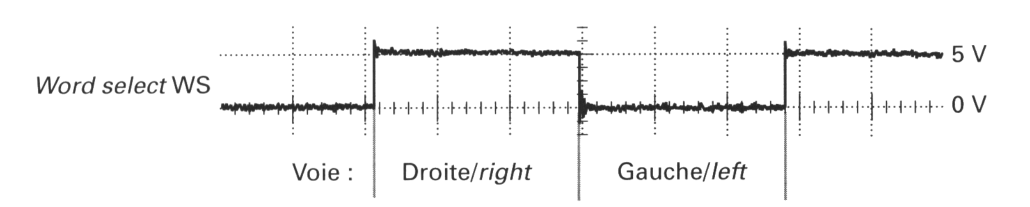


Fig. 12.18 : Rôle particulier du signal* word select *WS.

Dans le format I2S, les bits de poids faibles (LSB) sont les premiers transmis à destination du circuit récepteur. Les bits de poids forts (MSB) sont en fin de la transmission.
Le débit binaire est fixé par la ligne *serial clock* SCL. La fréquence est fixe et déterminée par la fonction *Service*. Cette horloge est disponible en sortie du DSP au même titre que les autres contenus fournis sur les lignes du bus I2S.

Les caractéristiques du format I2S sont résumées dans le tableau suivant.

I2S	Fréquence	Remarque
Horloge, SCL	f = 2,8224 MHz	$f = 64 \times f_s$
Sélection de voie, WS	f_s = 44,1 kHz	f_s , fréquence d'échantillonnage
Donnée série, SDa	$64 \times f_s$	2 × 2 échantillons transmis par cycle

Quelques explications à propos du format I2S

Faut-il rappeler qu'au standard CD-DA, les échantillons audio stéréophoniques, codés sur 16 bits, sont prélevés à la fréquence d'échantillonnage fs = 44,1 kHz ? Le débit binaire est alors de :

$$44{,}1 \cdot 10^3 \times 16 \times 2 = 1\ 411\ 200 \text{ bits/s},$$

soit encore 176 400 octets par seconde.

Considérant qu'il est possible de valider le niveau correspondant à un bit lors du front montant de l'horloge, la fréquence d'horloge *serial clock* SCL fixée par le format I2S permet de transmettre 2 822 400 bits par seconde soit un débit binaire deux fois plus important que le débit fixé par le standard CD-DA.

Supposons les solutions suivantes :

- Le niveau correspondant à chaque bit d'une donnée audionumérique est maintenu pendant deux cycles (deux périodes) de l'horloge SCL. Cette solution est rendue possible par le fonctionnement du registre de sortie du DSP.
- Un circuit de suréchantillonnage (× 2) placé en sortie du DSP multiplie par deux (par interpolation) les échantillons audionumériques transmis au circuit récepteur (le convertisseur numérique-analogique) afin de réduire le bruit de quantification. Nous reviendrons sur cette notion au chapitre 13, *Convertisseur N-A; filtre*.

Les solutions alternatives au format I2S

Une première alternative au bus I2S consiste à assurer un transfert des données audionumériques à la vitesse définie par le standard CD-DA.
La fréquence de l'horloge SCL est réduite de moitié : f = 1,4112 MHz. Les autres éléments du protocole de communication peuvent être conservés ou modifiés. Le tableau suivant résume les grandeurs caractéristiques du bus audionumérique mesuré en sortie d'un DSP référencé CXD 1135 de Sony.

Bus audionumérique du CXD 1135	Fréquence	Remarque
Horloge, SCL	f = 1,4112 MHz	$f = 48 \times f_s$
Sélection de voie, WS	f_s = 44,1 kHz	niveau haut = transmission voie gauche
Donnée série, SDa	$48 \times f_s$	les MSB sont les premiers transmis

Une seconde alternative au bus I2S consiste à assurer une vitesse de transfert au double de la vitesse définie dans le format I2S. Cette solution autorise des suréchantillonnages plus importants et la réduction du bruit de quantification.

Sortie série numérique du signal audio

Certains lecteurs CD (haut de gamme) sont équipés d'une sortie audionumérique permettant d'établir une liaison directe avec le préamplificateur/amplificateur de puissance (fig. 12.19), quand celui-ci est équipé de l'interface de réception et du convertisseur numérique-analogique (CNA).

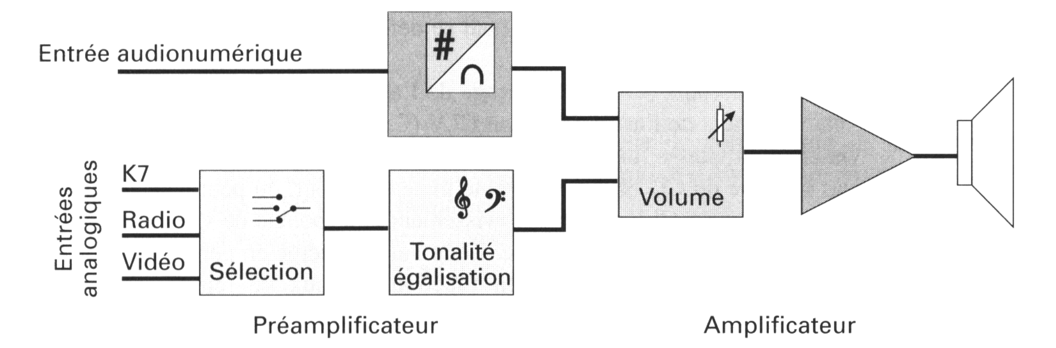


Fig. 12.19 : Préamplificateur/amplificateur à entrée audionumérique directe.

L'entrée directe évite de faire transférer le signal par les sélecteurs d'entrée du préamplificateur. Le chemin suivi par le signal est plus court et on considère qu'il s'agit là d'un facteur d'amélioration de la qualité du signal restitué. On considère aussi que le transfert numérique évite les bruits se produisant sur les liaisons analogiques à bas niveau.

Un des standards adoptés répond aux spécifications définies par le format EBU/*Studer* (EBU, *European Broadcasting Union*). Les données sont transmises en code biphasé. La transmission est organisée en blocs de 192 mots de 32 bits. Quand un bloc contient les données audionumériques du canal gauche, le bloc suivant contient les données du canal droit. Le tableau suivant résume l'affectation des bits transmis.

N° de bit	Description	Remarques
1 à 4	mot de synchronisation	
5 à 8		Normalement à zéro quand ils ne sont pas utilisés.
9 à 28	échantillon audionumérique	LSB transmis le premier. Lors d'une transmission 16 bits, les bits 9 et 12 sont à zéro. Le bit 28 est toujours le MSB.
29	marqueur	Sert à repérer un mot mal interpolé (*error flag*).
30		Canal données, optionnel ; transmission de données sous-codées.
31	bit d'état	Utilisé pour indiquer le nombre des canaux audio transmis, l'autorisation de copier.
32	bit de parité	Utilisé pour les bits 5 à 31.

L'impédance de la ligne de sortie audionumérique est de 75 ohms.

DÉBIT TRAME

L'asservissement de débit trame peut se définir comme étant la résultante de deux actions.
La première étape dans le démarrage de l'asservissement de débit trame, est l'établissement de l'asservissement CLV (*Constant Linear Velocity*) ou asservissement à vitesse linéaire constante du moteur disque (*turnable motor*). De part l'inertie du CD et de l'ensemble plateau/moteur, on peut considérer que l'asservissement CLV est un asservissement lent (boucle de vitesse), donnant la valeur moyenne du débit trame. Cette valeur fluctue en permanence (accélération du moteur, freinage) en fonction du taux de remplissage de la mémoire RAM, associée aux circuits de traitement audionumérique.

En second, le tangentiel est le nom donné à l'opération d'écriture et de lecture dans la RAM. Il permet aux circuits de traitement audionumérique de s'affranchir du *gitter*. Ce stockage temporaire des données audionumériques permet de rattraper les fluctuations de la vitesse de lecture du CD ; il vient en complément de l'asservissement CLV.
On peut considérer qu'il s'agit là d'un asservissement rapide, la boucle correspondante appelée boucle d'accélération (ou boucle de phase) agissant en complément de la boucle de vitesse CLV.

Boucle de vitesse (ε_v)

La boucle de vitesse (asservissement CLV) a déjà été étudiée dans le chapitre 11, *Procédure de lecture Menu ou TOC*. Le schéma (fig. 12.20) nous en rappelle l'architecture. On note qu'en sortie du comparateur, la tension d'erreur ε_v représente l'erreur de vitesse.

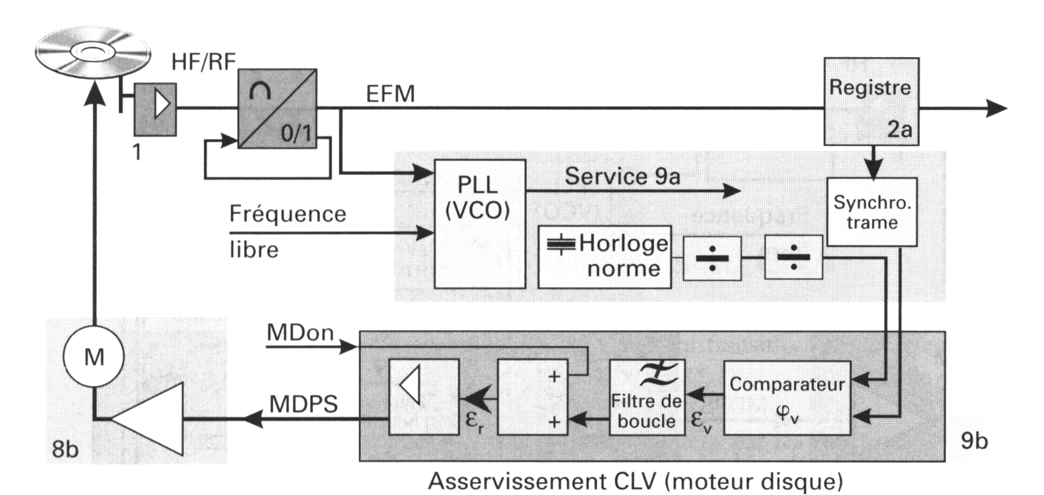


Fig. 12.20 : Les éléments de la boucle de vitesse de l'asservissement du moteur disque.

Outre les composants habituels, on remarque que l'entrée secondaire MDon (fig. 12.20) permet la montée en vitesse du moteur disque au démarrage.

Boucle d'accélération (ε_γ)

La tension d'erreur ε_γ obtenue en sortie du comparateur de phase φ_γ est l'image du taux de remplissage de la mémoire RAM (comparaison entre la fréquence bit f_B et la fréquence norme f_N).
La tension d'erreur ε_γ détermine, en valeur instantanée, l'accélération ou le freinage à appliquer au moteur disque.
Cette correction doit agir en complément de la correction de vitesse.

S'il est possible de construire une boucle d'accélération indépendante, certaines applications utilisent une entrée secondaire de la boucle de vitesse pour imbriquer la boucle d'accélération dans la boucle de vitesse (fig. 12.21).

L'asservissement de vitesse est prépondérant par rapport à la boucle d'accélération (ou de phase).
Un défaut dans l'asservissement de phase se traduit généralement par l'activation du circuit de silence (*mute*) : consécutivement à un défaut de la boucle d'accélération, le taux optimal du remplissage de la RAM n'est plus respecté et peut entraîner l'interruption du traitement audionumérique par perte de trames (*overflow*) ou par manque de trames (lecture trop lente).

Un défaut dans l'asservissement de vitesse (CLV) conduit généralement à une impossibilité totale de lecture et un arrêt du moteur disque (revoir le chapitre 11).

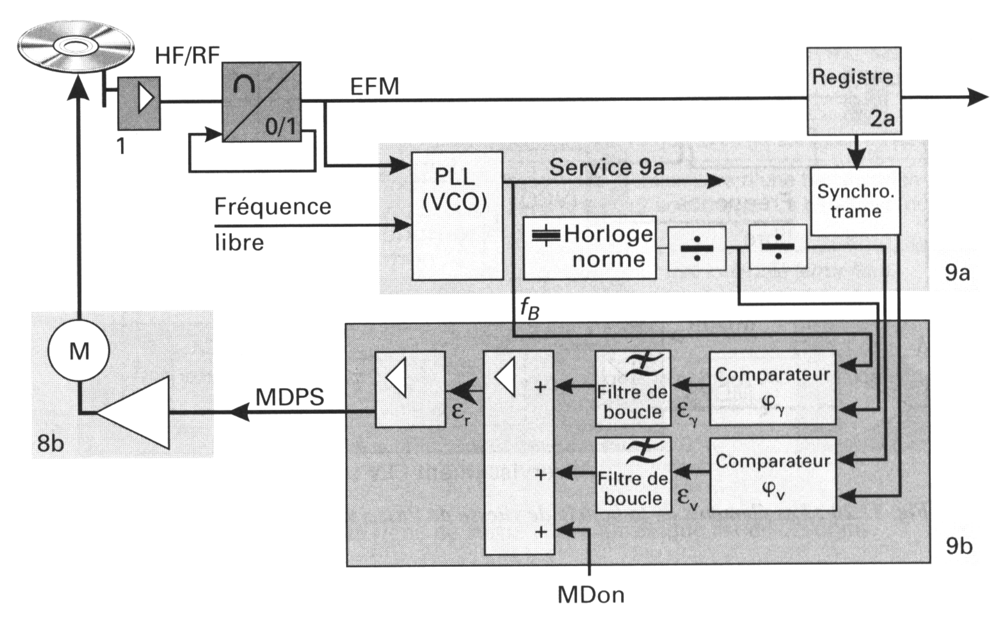


Fig. 12.21 : Les boucles de vitesse et d'accélération constituent l'asservissement du moteur disque.

REMARQUE

Les circuits d'asservissement de débit trame sont généralement réalisés à partir de fonctions intégrées dans le DSP (*Digital Sound Processor*). Comme son nom l'indique, ce composant est à structure interne numérique.

La sortie MDPS (*Motor Disc Phase Speed*) est de type PWM, c'est-à-dire à rapport cyclique variable. Une cellule d'intégration est nécessaire à l'obtention de la grandeur de commande analogique de l'amplificateur de puissance associé au moteur disque. La qualité de cette cellule d'intégration est importante pour assurer un bon fonctionnement de la boucle d'asservissement.

CHAPITRE 13
CONVERTISSEUR N-A ; FILTRE

ANALYSE DES PROBLÈMES LIÉS AU CNA

En sortie de la fonction traitement trame (*repère 2*, fig. 4.7) de l'organisation fonctionnelle des lecteurs CD, les signaux sont transmis vers les étages de conversion numérique/analogique (CNA ou DAC, *Digital Analog Converter*) via un bus série de type I2S ou similaire.
Les voies audio gauche et droite sont représentées par les fonctions (*5a*, *5b*, *5c*) de l'organisation fonctionnelle des lecteurs CD (fig. 13.1).

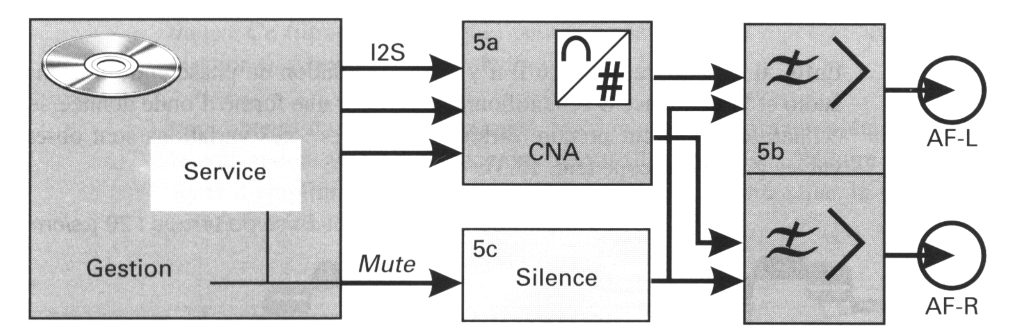


Fig. 13.1 : Rappel de l'agencement des fonctions audio* (5a, 5b, 5c) *du lecteur CD-DA.

En sortie des circuits de conversion numérique-analogique (*repère 5a*, fig. 13.1), en lecture des plages 1 kHz, 2 kHz, 5 kHz (signaux sinusoïdaux enregistrés au standard CD-DA), on mesure les formes d'ondes représentées par les oscillogrammes de la figure 13.2.
L'onde restituée en sortie des CNA (*repère 5a*, fig. 13.2) ne reproduit pas exactement le signal audio-analogique original : une partie de l'information a été perdue ! Cette première constatation ne constitue pas une révélation : le simple fait d'échantillonner le signal à l'enregistrement est synonyme de perte d'information.
On note que plus la fréquence de l'onde audio restituée est élevée et plus l'écart entre la forme d'onde théorique et l'onde reproduite est important. Cet écart est appelé *bruit de quantification*.

Le bruit de quantification augmente quand la fréquence de l'onde échantillonnée se rapproche de façon notoire de la fréquence d'échantillonnage *fs*. On rappelle le théorème de Shannon-Nyquist (Chapitre 12, p. 211) sur le choix de *fs* comparativement à la fréquence la plus haute à échantillonner.

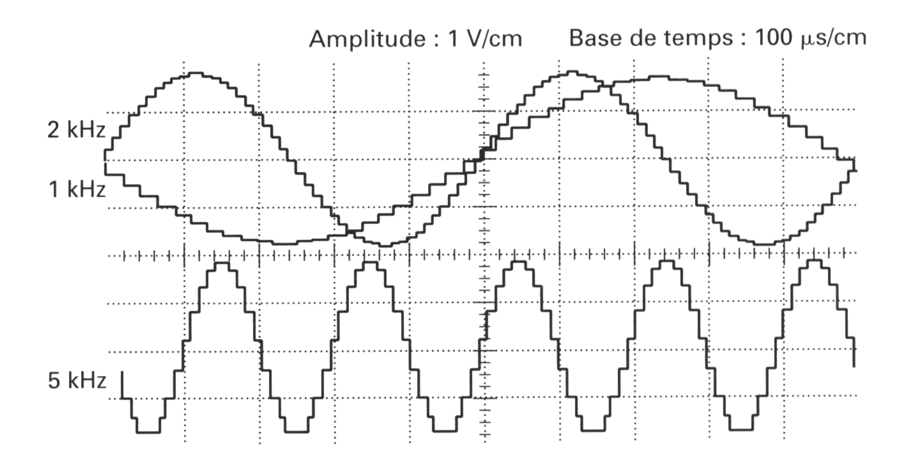


Fig. 13.2 : Oscillogrammes mesurés en sortie du CNA.

Enfin, il est bon de noter qu'il n'y a pas de relation de phase entre le signal audio et la fréquence d'échantillonnage *fs*. Pour une forme d'onde donnée, les échantillons peuvent prendre différentes valeurs : ces variations sont observables à l'oscilloscope (fig. 13.3).

Amplitude : 1 V/cm
Base de temps : 20 µs/cm
Tension de sortie du CNA
a
b
φ
c

Fig. 13.3 : Oscillogrammes des tensions de sortie du CNA.

Les mesures sont faites en sortie du CNA pendant la lecture d'une plage d'un disque au standard CD-DA : le signal analogique ayant servi à l'enregistrement est sinusoïdal, de fréquence 10 kHz.

Considérons les portions (*repères b* et *c*, fig. 13.3) du signal audio, visualisées en sortie du CNA, quand on utilise un oscilloscope numérique. Si on est capable de supprimer le bruit de quantification, outre une faible distorsion d'amplitude qu'il est possible de réduire, les signaux (b) et (c) mettent en évidence l'existence d'une *distorsion de phase*. Les erreurs de phase (φ) apparaîtront d'autant plus fréquemment que le signal audio traité est de haute fréquence (sons aigus, fréquences harmoniques).

Conséquences immédiates

Bien que le bruit de quantification ne soit pas (théoriquement) audible, il est important de le filtrer afin d'éviter qu'il n'aille perturber le fonctionnement des amplificateurs de puissance ou détruire les *tweeters* des enceintes acoustiques. Ce filtrage (analogique) peut être réalisé par la *fonction 5b* de l'organisation fonctionnelle des lecteurs CD (fig. 13.1).

Pour obtenir une qualité maximale des signaux audio, il faut, préalablement à la conversion, mettre en place des dispositifs capables de réduire les *distorsions* d'amplitude et de phase habituellement engendrées par la conversion numérique/analogique.

Bruit de quantification

Mesure du bruit de quantification

Un disque test sur lequel est enregistré un signal (au standard CD-DA), correspondant à une tension sinusoïdale de fréquence 1 kHz, est chargé dans le lecteur. En sortie du CNA, on branche un distortiomètre pour séparer la composante fondamentale et conserver en sortie, le bruit de quantification.

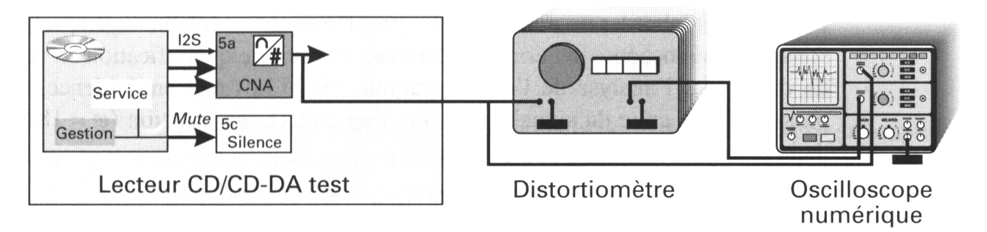


Fig. 13.4 : Dispositif de mesure du bruit de quantification.

L'amplitude du bruit de quantification est relativement faible. Le distortiomètre et l'étage amplificateur d'entrée de l'oscilloscope (fig. 13.4) sont réglés

de façon à avoir une bonne lisibilité de la courbe reproduite (fig. 13.5). La valeur crête à creux maximale du bruit de quantification est de l'ordre de 10 mV.

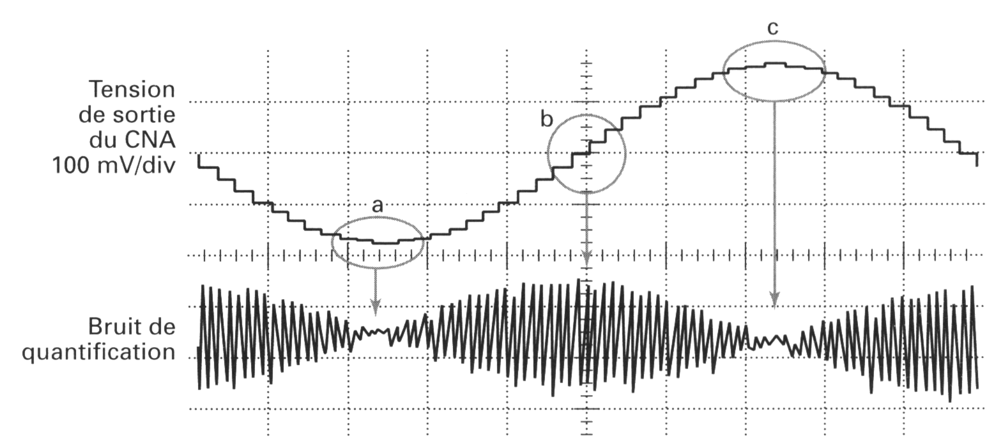


Fig. 13.5 : Le bruit de quantification est débarassé de la composante sinusoïdale et amplifié.

Analysons le contenu de la tension de bruit de quantification. L'amplitude du bruit de quantification est maximale quand la pente (tangente à la courbe de variation) du signal audio est maximale *(zone b* de la tension pseudo-sinusoïdale, fig. 13.5). Lors de la numérisation du signal analogique, la différence de valeur entre deux échantillons successifs est d'autant plus grande que la variation du signal analogique est importante.
L'amplitude du bruit de quantification est faible quand la variation du signal audio est faible (quand la tangente à la courbe est horizontale, la variation est nulle). C'est le cas sur les *zones a* et *c* de la figure 13.5.

Analyse spectrale du bruit de quantification

Pour éviter d'aborder de plein pied des problèmes trop mathématiques, refaisons, à l'oscilloscope numérique, la mesure du bruit de quantification en sortie du CNA : l'analyse de l'oscillogramme (fig. 13.6) met en évidence, au passage d'une crête du signal audio (ou d'un creux), une rotation ($\varphi = 180°$) de la phase du bruit de quantification.

D'autre part, la période de la variation d'amplitude du bruit de quantification est deux fois plus courte que la période du signal audio.

Les radio-amateurs auront, sans aucun doute, reconnu les éléments caractéristiques d'une modulation DSB, *Double Side Band without carrier* ou modulation d'amplitude à double bande latérale sans porteuse.

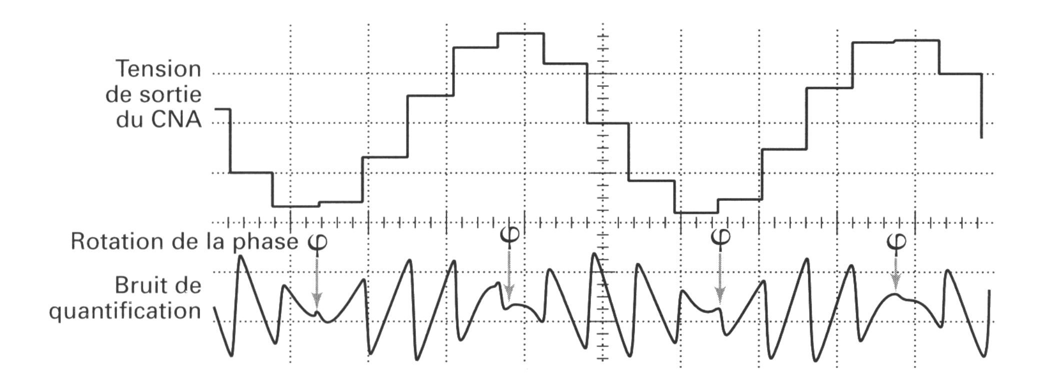


Fig. 13.6 : Mise en évidence des rotations de phase dans le bruit de quantification.

Approche mathématique

Considérons un signal audiofréquence sinusoïdal de fréquence $f = \omega / 2\pi$ et d'équation

$$u' = \hat{U}'\cos\omega t,$$

modulant en amplitude une porteuse HF de fréquence $F = \Omega/2\pi$ dont l'équation est

$$u = \hat{U}\sin\Omega t.$$

La porteuse modulée s'écrit

$$u_{\text{mod}} = (\hat{U} + k\hat{U}'\cos\omega t)\cdot\sin\Omega t$$

$$\rightarrow u_{\text{mod}} = \hat{U}(1 + M\cos\omega t)\cdot\sin\Omega t$$

Dans la dernière expression, M est appelé *taux de modulation*.
Le développement du produit d'un cosinus par un sinus donne

$$(\cos\omega t)\cdot(\sin\Omega t) = 0{,}5\ [\sin(\Omega - \omega)t + \sin(\Omega + \omega)t]$$

On calcule l'expression de la porteuse HF modulée par un signal audio sinusoïdal :

$$u_{\text{mod}} = \hat{U}\sin\Omega t + 0{,}5M\sin(\Omega - \omega)t + 0{,}5M\sin(\Omega + \omega)t$$

La représentation spectrale, associée à la porteuse HF modulée en amplitude, est représentée figure 13.7. Les bandes latérales, inférieure (BLI) et supérieure (BLS), encadrent la porteuse de fréquence F.

En utilisant, par exemple, un modulateur symétrique, il est possible de produire un signal HF modulé ne comportant plus que les deux bandes latérales. La modulation est du type double bande latérale sans porteuse (DSB). Dans le cadre de notre exemple, l'équation s'écrit :

$$u_{\text{mod}} = 0{,}5M\sin(\Omega - \omega)t + 0{,}5M\sin(\Omega + \omega)t$$

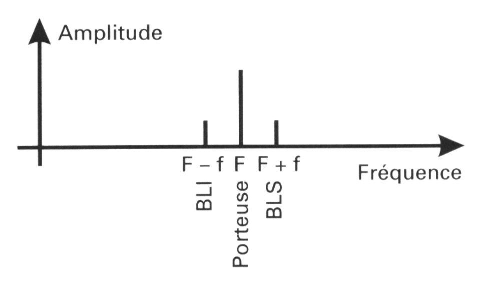


Fig. 13.7 : Représentation spectrale d'une onde modulée en amplitude par un modulant sinusoïdal.

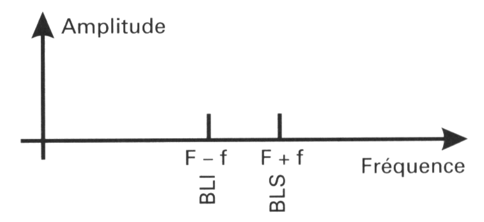


Fig. 13.8 : Spectre d'une onde modulée en amplitude sans porteuse (DSB).

Application à l'analyse du bruit de quantification

Reconsidérons le spectre du signal produit en sortie d'un convertisseur analogique/numérique (fig. 13.9), la condition de *Shannon-Nyquist* ayant été respectée, conformément à l'application du standard CD-DA, il n'y a pas de recouvrement des différents groupes du spectre.

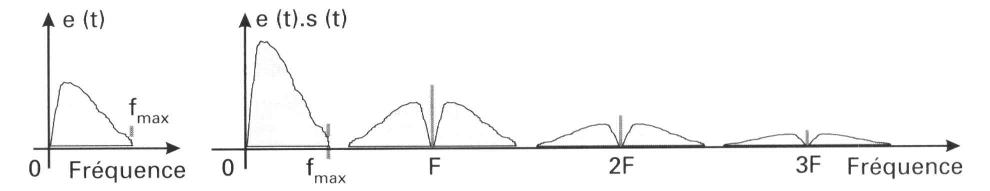


Fig. 13.9 : Spectre du signal en sortie d'un convertisseur analogique/numérique (CAN).

Lors de la lecture d'un disque au standard CD-DA, convertir le signal audionumérique en un signal analogique consiste à supprimer (dans le convertisseur) la fréquence d'échantillonnage *fs = F* (*sampling frequency*), équivalente à la porteuse HF, utilisée dans une émission radio.

Outre le signal audionumérique en bande de base (fig. 13.10), il reste des groupes (paquets de fréquences) autour des porteuses *F*, *2F*, *3F*. L'amplitude de ces paquets de fréquences décroît quand le rang augmente.
Les fréquences des signaux constituant ces paquets sont réparties en bandes latérales inférieures (BLI) et en bandes latérales supérieures (BLS).

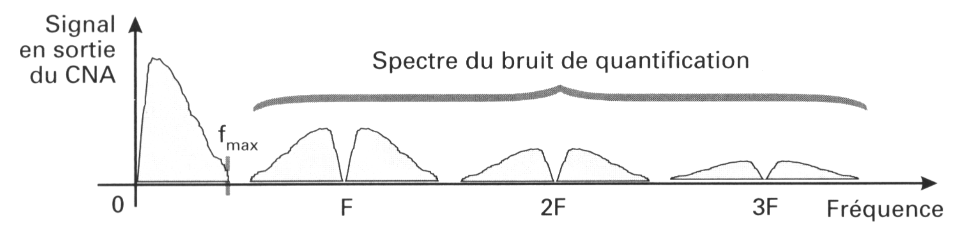


Fig. 13.10 : Spectre du signal de lecture, disponible en sortie du CNA du lecteur CD-DA.

Suppression du bruit de quantification

L'expérience montre que pour obtenir un résultat satisfaisant, il est nécessaire d'atténuer d'au moins 50 dB le bruit de quantification. Un filtre passe-bas (LPF, *Low Pass-Filter*) analogique, placé en sortie du CNA et dont la fréquence de coupure est réglée sur 22 kHz peut être utilisé (fig. 13.11).
La pente du filtre doit être importante : on est dans l'obligation d'utiliser un filtre d'ordre n >> 1. Mais le filtre introduit une rotation de phase des signaux correspondant aux sons aigus, ce qui peut nuire à une bonne restitution des transitoires.

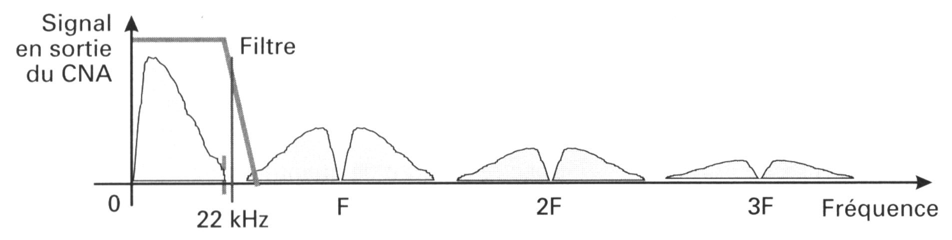


Fig. 13.11 : Le filtre doit permettre d'éliminer le bruit de quantification.

SURÉCHANTILLONNAGE ET FILTRAGE NUMÉRIQUE

Objectif du suréchantillonnage (oversampling)

La mesure, à l'oscilloscope, des signaux délivrés en sortie d'un CNA, permet très simplement de vérifier que plus la fréquence d'échantillonnage *fs* est élevée, plus la précision de la restitution du signal audio est bonne et se rapproche de la forme d'onde d'origine (fig. 13.12).

Fréquence d'échantillonnage	Nombre d'échantillons	Bruit de quantification	Filtrage
f_s ↗	*n* ↗	B ↘	facile

Le suréchantillonnage va permettre d'augmenter le nombre d'échantillons par seconde et donc *d'expulser* le spectre du bruit de quantification vers des fréquences plus hautes (fig. 13.13). Le filtrage du signal audio, après passage dans le CNA, en sera facilité, un filtre passe-bas analogique du premier ordre (circuit R-C) étant généralement suffisant.

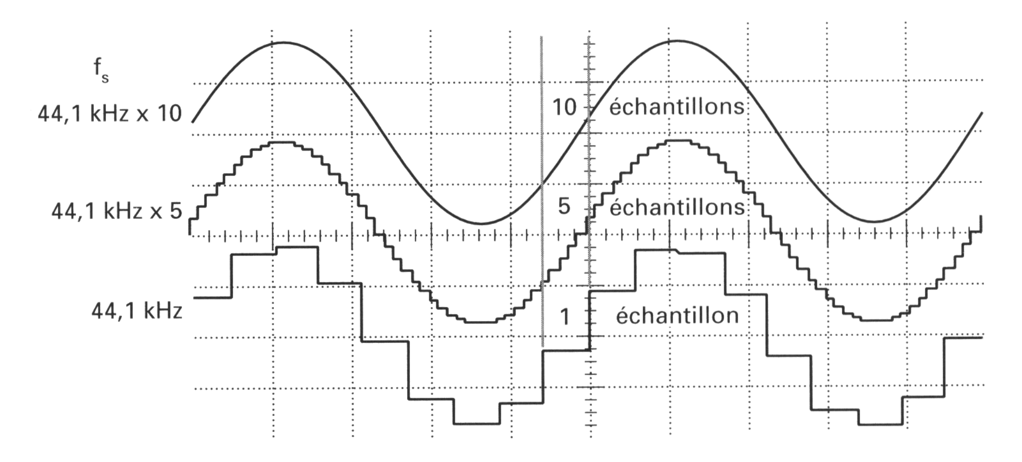


Fig. 13.12 : Le bruit de quantification est d'autant plus faible que la fréquence d'échantillonnage est élevée.

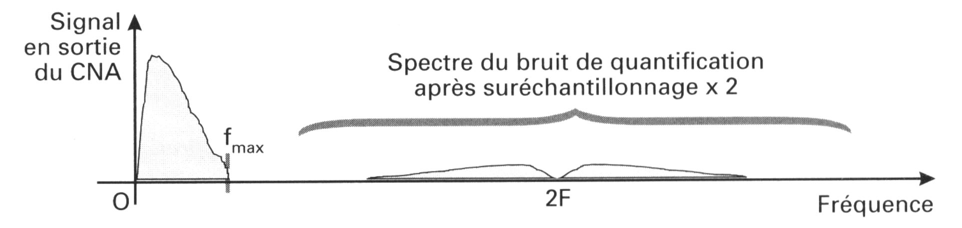


Fig. 13.13 : Modification du spectre quand un suréchantillonnage est réalisé.

On note aussi, qu'après suréchantillonnage, l'énergie correspondante au bruit de quantification s'étale sur un spectre large situé autour de la fréquence de suréchantillonnage $f's = 2F$ et sur les harmoniques $4F$, etc. (fig. 13.13).

La structure du circuit de suréchantillonnage peut être intégrée au DSP (*Digital Sound Processor*). Dans tous les cas, le suréchantillonnage intervient avant le CNA (fig. 13.14).

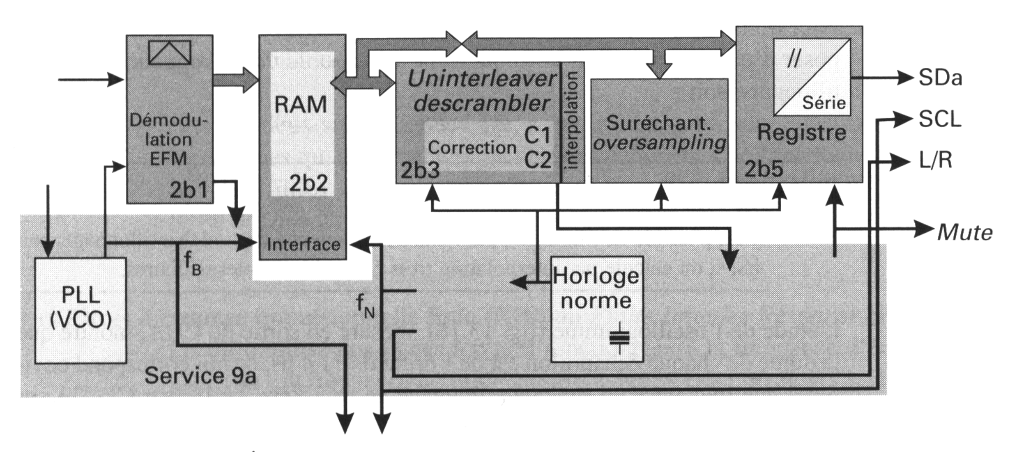


Fig. 13.14 : Évolution de la fonction de traitement du signal audionumérique.

Circuit de principe du suréchantillonnage

Les échantillons audionumériques sont prélevés à la fréquence d'échantillonnage *fs = 44,1 kHz*, chaque échantillon est codé sur 16 bits.
En sortie de la ligne à retard numérique (d'une durée *ts = 1/fs*), l'échantillon S_n est disponible sur les entrées (repère 1, fig. 13.15) :

- du multiplexeur ;
- de l'opérateur numérique *valeur moyenne*.

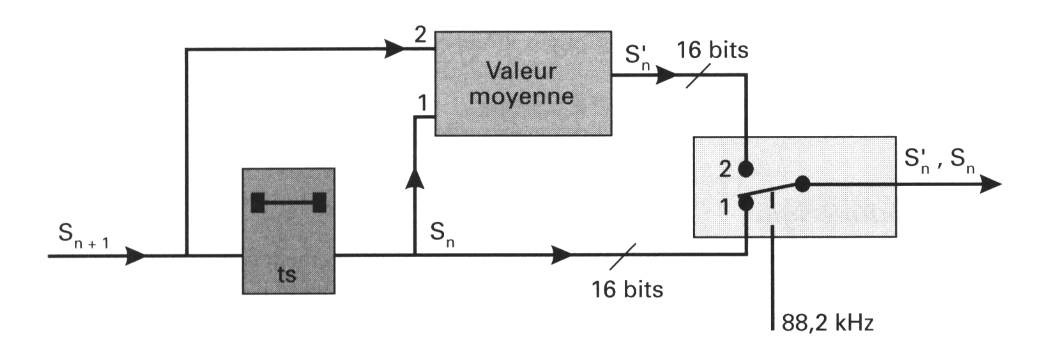


Fig. 13.15 : Éléments d'un circuit de suréchantillonnage.

Simultanément, sur l'entrée (*repère 2*, fig. 13.15) de l'opérateur, est présent l'échantillon S_{n+1}, échantillon suivant S_n.
L'opérateur numérique calcule la valeur moyenne (par interpolation) des échantillons S_n et S_{n+1}, produisant en sortie un nouvel échantillon repéré S'_n.
Ce nouvel échantillon est appliqué sur l'entrée (*repère 2*) du multiplexeur.

Pour transmettre la totalité des échantillons S_n, S'_n, S_{n+1}, S'_{n+1},..., il faut disposer d'une horloge dont la fréquence est le double de la fréquence d'échantillonnage soit :

$$2fs = 88,2\ kHz.$$

REMARQUE

Il est possible de multiplier par quatre la fréquence de suréchantillonnage, soit $4fs$, si on calcule par interpolation trois échantillons intermédiaires.

L'étude de l'oscillogramme (fig. 13.16), mesuré en sortie du CNA, montre que la durée de chaque échantillon est de l'ordre de 11,4 µs, ce qui correspond environ à une fréquence de suréchantillonnage de 88,2 kHz. Le lecteur CD-DA sur lequel on a fait la mesure est équipé d'un suréchantillonneur fois 2.

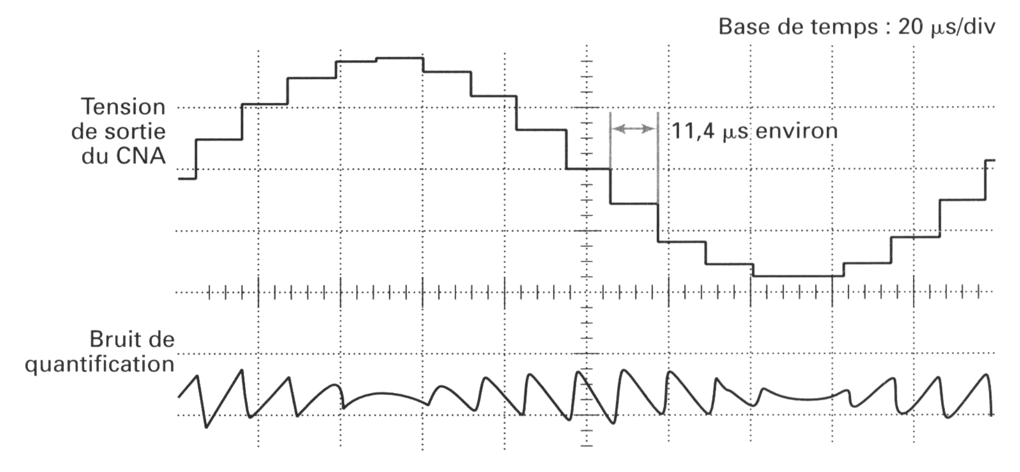


Fig. 13.16 : Tension et bruit de quantification en sortie d'un CNA après suréchantillonnage.

Filtrage numérique

L'échantillon interpolé S'_n n'est pas toujours exactement équivalent à la valeur originale du signal. Pour améliorer la réponse globale du système, on utilise un filtre numérique de type passe-bas.

Les filtres numériques, comparés aux filtres analogiques présentent quelques avantages qu'il est bon de rappeler :

• les structures numériques, intégrées dans des composants intégrés de type VLSI (*Very Large Scale Integrated circuit*), permettent de s'affranchir des dispersions de caractéristique des éléments R, L, C utilisés dans les structures analogiques ;

• la caractéristique de transfert d'un filtre numérique peut être modifiée en reprogrammant le système, y compris pendant l'exécution même du filtrage,

ce qui permet d'ajuster la réponse du filtre en fonction des caractéristiques du signal traité (*adaptive filter*).

Il existe deux structures de base, à partir desquelles sont construits les filtres numériques qui peuvent, en fonction des paramètres de fonctionnement, réaliser des filtres de type passe-bas (LPF = *Low Pass Filter*), passe-haut (HPF = *High Pass Filter*), passe bande (BPF = *Band Pass Filter*), réjecteur, etc.

Les filtres à réponse impulsionnelle finie (RIF) ou *Finite Impulse Response* (FIR)

Le filtre utilise des lignes à retard fonctionnant à la fréquence d'échantillonnage (ou à la fréquence de suréchantillonnage !). Les opérateurs k_i affectent les valeurs de chaque échantillon d'un coefficient multiplicateur.
La fonction de transfert s'écrit : $S''_n = k_0(S_n) + k_1(S_{n-1}) + k_2(S_{n-2})$.

La figure 13.17 représente un filtre comportant deux cellules (schéma de base d'un filtre numérique de second ordre). Généralement, le nombre de cellules est très important (certains filtres comportent plus de deux cents cellules !).

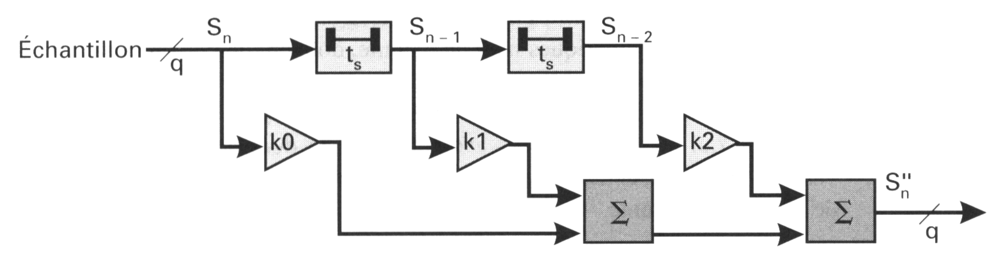


Fig. 13.17 : Schéma de principe d'un filtre RIF de second ordre.

La réponse du filtre de la figure 13.17 (comparativement à un filtre analogique) dépend des coefficients k_i. La valeur des coefficients k_i peut être ajustée par programmation d'un processeur (*adaptive FIR*).
L'étude de comportement d'un RIF montre qu'il est particulièrement bien adapté au traitement des signaux audionumériques :

- respect de la phase du signal traité,
- peu de sensibilité aux erreurs sur les échantillons transmis.

Les filtres à réponse impulsionnelle infinie (RII) ou *Infinite Impulse Response* (IIR)

La lecture du schéma (fig. 13.18) montre que le filtre RII utilise une série de boucles récurrentes (*feed-back loops*). Cette architecture peut nuire à la stabilité de fonctionnement du filtre et rend le filtre sensible aux erreurs se produisant sur les échantillons.

Le fonctionnement d'un filtre RII ne permet pas d'assurer une bonne réponse en phase. Par conséquent, ce filtre ne sera pas utilisé dans les systèmes de traitement audionumérique.

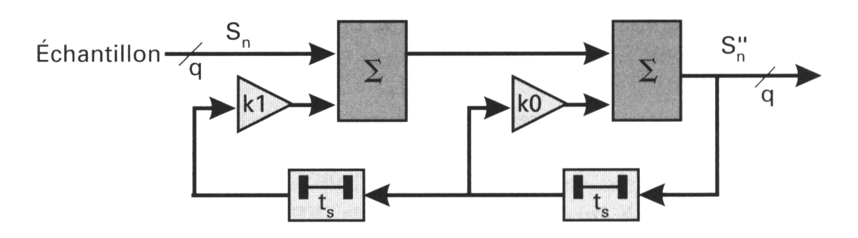


Fig. 13.18 : Schéma de principe d'un filtre RII.

Convertisseur numérique-analogique

Principe de la conversion numérique-analogique

Le convertisseur numérique-analogique (CNA) permet de « reconstruire » un signal audiofréquence aussi proche que possible du signal original.
Il existe différents types de convertisseurs :

- les convertisseurs *q bits*, rapides, donnent des résultats moyens,
- les convertisseurs *1 bit*, d'un coût supérieur (?), actuellement en vogue sur les lecteurs audionumériques haut de gamme, donnent de bons résultats.

Les convertisseurs habituellement utilisés sont de type ZOH (*Zero Order Hold*), ce qui signifie qu'après avoir converti la donnée numérique en une valeur analogique, cette valeur analogique est maintenue jusqu'à la conversion de la donnée suivante.

Le CNA produit ainsi une tension analogique en marche d'escalier. Un filtre de lissage (filtre passe-bas, LPF) doit compléter le convertisseur.

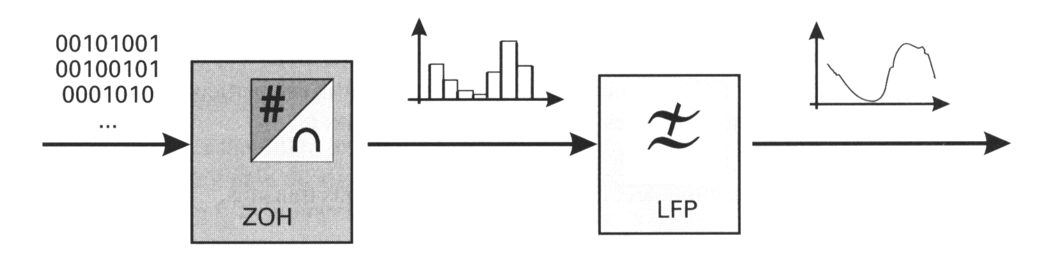


Fig. 13.19 : Schéma d'utilisation d'un convertisseur ZOH.

CNA Q bits (Multiplying Dac)

Les CNA présentés figures 13.20 et 13.21, ont l'inconvénient suivant : le bit de poids fort (MSB, *Most Significant Bit*) doit être parfaitement correct. Quant le bit de poids fort est erroné, la tension de sortie du convertisseur est fausse et le signal audiofréquence produit est mauvais : il se produit une distorsion.

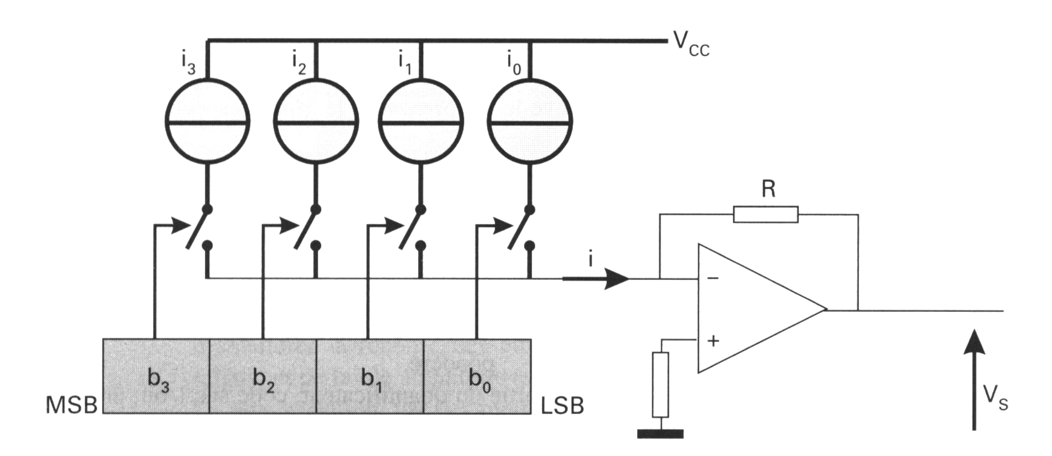


Fig. 13.20 : Convertisseur à sources de courants pondérées.

La valeur de chaque source de courant (fig. 13.20) dépend du poids du bit qui lui est affecté. Si n est le poids d'un bit, la source associée a pour valeur : $i_n = 2^n \cdot I_0$.

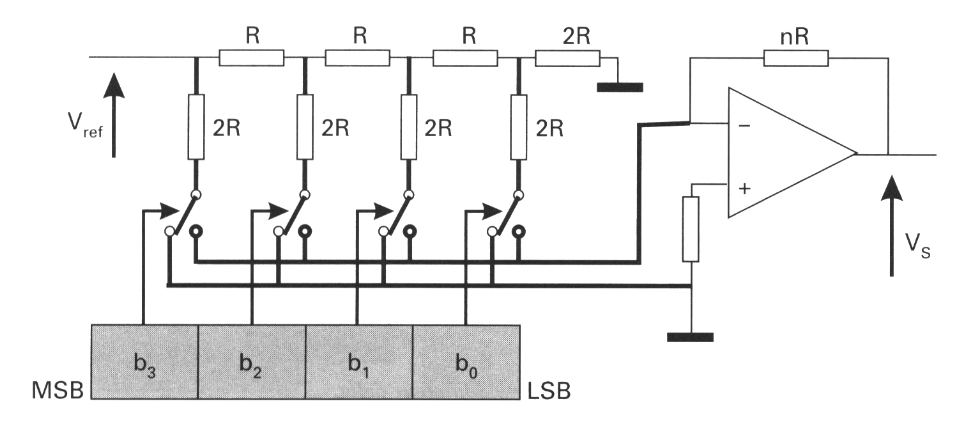


Fig. 13.21 : Convertisseur à réseau R - 2R.

Le courant, en pieds des éléments 2R du réseau (fig. 13.21), s'établit en fonction du rang dans le réseau et donc en fonction du poids du bit qui lui est associé. Pour le bit 3, le courant est $i_3 = V_{ref} / 2R$.

D'autre part, considérant des échantillons audionumériques codés sur 16 bits, la stabilité de la tension de référence (V_{cc} ou V_{ref}) doit être parfaite pour permettre de reproduire une dynamique du signal de :

$$20 \lg 2^{16} = 96 \text{ dB}$$

CNA 1 bit (Bit Stream Dac)

Parmi les premiers convertisseurs séries mis sur le marché, dans des lecteurs au standard CD-DA, on trouve le *Bit Stream* et le *Mash* respectivement proposés par Philips et Matsushita.
Le CNA série est conçu de manière à utiliser des mots de données ayant un nombre de bits minimal. La fréquence de l'horloge cadençant chaque mot est d'autant plus élevée que le nombre de bits composant un mot est faible.

Modulation delta

Dans un modulateur delta (fig. 13.22), on compare la valeur de l'échantillon S_n à la valeur de l'échantillon S_{n-1} pondéré.
Si $S_n > S_{p(n)}$, alors le mot de sortie du quantificateur, codé sur 1 bit, prend la valeur $\sigma_n = 1$.
Si $S_n < S_{p(n)}$, alors le mot de sortie du quantificateur, codé sur 1 bit, prend la valeur $\sigma_n = 0$.

Si on veut pouvoir restituer tout le contenu du signal audio obtenu dans un codage PCM comportant des mots de 16 bits, il faut augmenter la fréquence d'échantillonnage et traiter 2^{16} fois plus d'échantillons :

$$fs \text{ (PCM, 16 bits)} \Rightarrow 2^{16} \times fs \text{ } (\Delta, \text{1 bit})$$

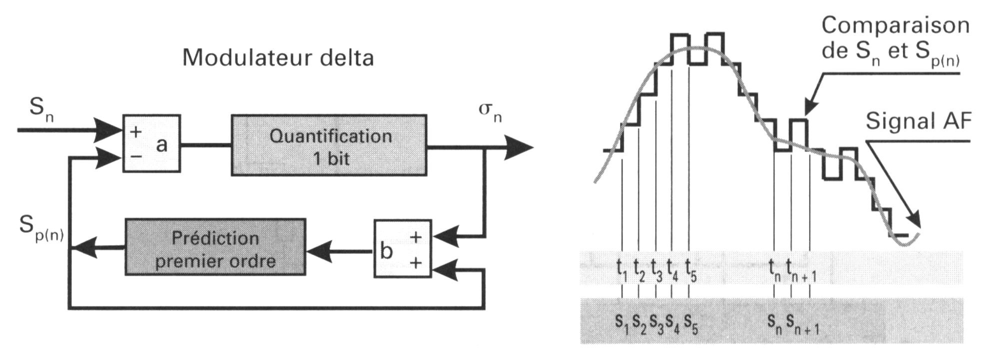


Fig. 13.22 : Modulateur delta.

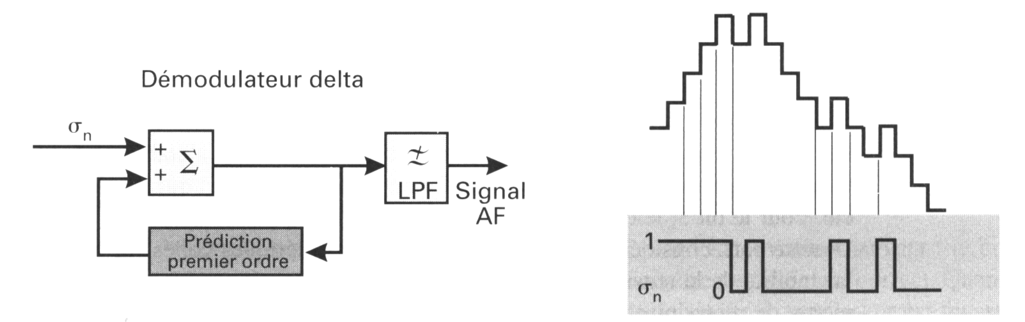


Fig. 13.23 : Démodulateur delta.

Représentation PDM et PWM du signal audionumérique et CNA 1 bit

La technique utilisée dans le modulateur delta peut être adaptée de façon à traiter les mots binaires de 16 bits correspondant à chaque échantillon du signal audio à reproduire.

Préalablement, la technique du suréchantillonnage, accompagnée de filtres numériques, est abondamment utilisée dans les circuits. On arrive à des débits de l'ordre de 256 × *fs* × 16 bits.

Des données de correction peuvent intervenir (silence, atténuation). Un signal *dither* se traduisant par un bit supplémentaire (16 bits → 17 bits), permet d'améliorer la réponse des circuits quand des signaux de haute fréquence (aigus) et de faible amplitude (*pianissimo*) sont traités.

La représentation, par des mots de 1 bit, obtenue en sortie de ces circuits de transposition numérique peut être (en général) de deux types.

La densité des bits à 1 est variable (fig. 13.24) : la représentation est appelée PDM soit *Pulse Density Modulated.*

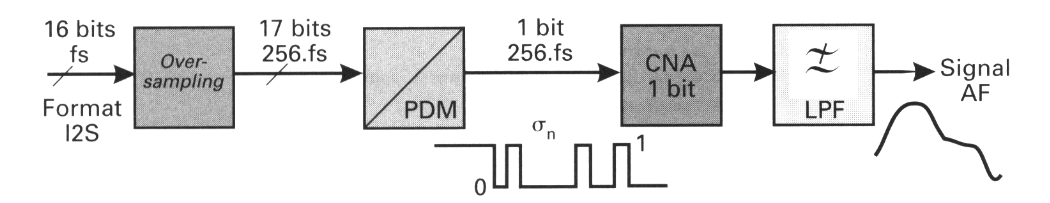


Fig. 13.24 : Illustration de la structure développée dans le circuit **bit stream** *(Philips).*

La représentation est à rapport cyclique variable (fig. 13.25), encore appelée PWM, *Pulse Width Modulated* (*width* signifie littéralement *largeur*).

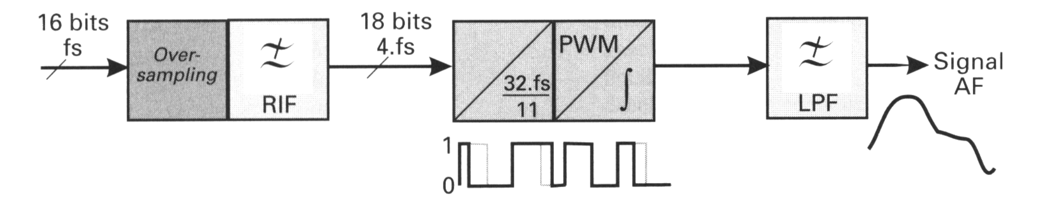


Fig. 13.25 : Structure d'un convertisseur MASH développé par NHK.

En sortie du transposeur PWM, la période du signal correspond à un multiple de la durée de chaque échantillon (11 dans l'exemple). La largeur de l'impulsion varie en fonction du contenu audionumérique. Ce procédé est utilisé dans le système MASH (*Multi-stAge noise SHaping*) développé par NHK (fig. 13.15). Un démodulateur (intégrateur), complété par un filtre passe-bas LPF restitue l'information audiofréquence.

REMARQUE

L'appellation *conformateur de bruit*, traduction de *noise shaping* est souvent employée à propos des convertisseurs 1 bit. Le bruit dont il est question est produit par les éléments commutés internes aux circuits.

Les convertisseurs 1 bit permettent d'obtenir une bonne restitution des signaux audiofréquences, tant en amplitude qu'en phase (bonne linéarité, bonne dynamique).
Les bruits sont repoussés à un niveau très bas, le rapport S/B pouvant dépasser 120 dB.

LEXIQUE

Termes génériques

Abréviation	Description	Remarque
AFC	*automatic frequency control*	contrôle automatique de fréquence, CAF
AGC	*automatic gain control*	contrôle automatique de gain, CAG
BIAS	*bias*	polarisation, prépositionnement de fonctionnement
CL, Cl, CK	*clock*	horloge
	coil	bobine (actuateur)
CREF	*current reference input*	entrée sur une source de courant de référence
D	*drive*	amplificateur, interface analogique
	drop out	perte d'information, effet de trou
DISEN	*disenable*	commande d'arrêt, invalidation
	feedback	boucle récurrente, information de retour
FL	*flag*	drapeau, bit de contrôle
GND	*ground*	masse
	hold	maintenir
HZ	*high impedance*	haute impédance
I / O	*input/output*	entrée/sortie
INT	*interrupt*	interruption
KILL	*killer*	mise à la masse de la ligne de sortie, *mute*
L	*left*	gauche
	lens	lentille
	offset	décallage, tension continue de prépositionnement
OE	*output enable*	sortie validée
R	*right*	droit, droite
REF, Ref	*reference*	référence
R / W	*read/write*	lecture/écriture
	sample	échantillon
SW	*switch*	commutateur, fin de course
SYS	*system*	système
TEST	*test input*	point test
TOC	*table of contents*	menu, table du contenu d'un disque, sommaire
VCO	*voltage controled oscillator*	oscillateur contrôlé par une tension
WE	*write enable*	autorisation d'écriture
WS	*word select*	sélection d'un mot de donnée

Alimentation ; repère : 11

Abréviation	Description	Remarque
AGRD	*analog ground*	masse des circuits analogiques
DGRD	*digital ground*	masse des circuits numériques
POR	*power on reset*	→ gestion
PORE	*power on reset enable input*	→ gestion
	power mute	silencieux à l'allumage ; → préampli audio
	power switch	interrupteur secteur
STBY	*stand by*	veille
	supply	alimentation
V_{CC}	*power supply*	alimentation de collecteur
V_{DD}		alimentation de drain, généralement + 5 V
V_{P}	*positive supply voltage*	tension d'alimentation positive
V_{SS}		alimentation de source, généralement 0 V, masse

Gestion ; repère : 3

Abréviation	Description	Remarque
ACK	*acknowledge input*	accusé de réception généré par un circuit esclave
CL, CK	*clock*	horloge
CLR	*clear*	effacer, initialiser le contenu d'un registre
CRI	*counter reset inhibit*	→ opérateurs de lecture HF/RF (perte de piste)
CE, CS	*chip enable, chip select*	sélection de boîtier (composant intégré)
Da	*data*	donnée
Din	*data in*	
DIRC	*direct control*	commande directe
	display	affichage
	key	touche clavier
PORE	*power on reset enable input*	entrée initialisation au démarrage de l'alimentation
PWM	*pulse wave modulation* *pulse width modulation*	ligne de commande de type analogique
RC5	*remote control*	code télécommande Philips
REM	*remote input*	entrée ligne récepteur infrarouge
RIR		récepteur infrarouge
RST, NRST	*reset*	remise à zéro
SCL	*serial clock*	ligne d'horloge d'un bus série synchrone, I2C
SDA, SDa	*serial data*	ligne de donnée d'un bus série synchrone, I2C
SICL	*serial interface clock*	ligne d'horloge d'un bus série synchrone
SIDA	*serial interface data*	ligne de donnée d'un bus série synchrone
SILD	*serial interface load*	ligne de validation d'un bus série synchrone
Xtal, Xtl	*crystal*	quartz, horloge de service

Tiroir ; repère : 10

Abréviation	Description	Remarque
CSW	*caddy switch*	contact de fin de course tiroir → gestion
	loading motor	moteur tiroir, moteur de chargement
OPN	*tray open*	commande d'ouverture du tiroir
	slider motor	moteur tiroir
SLin	*slider in*	gestion → interface moteur tiroir
SLout	*slider out*	gestion → interface moteur tiroir
SLend	*slider end*	interface moteur tiroir → gestion
SSTOP	*slider switch signal*	contact de fin de course tiroir → gestion
	tray motor	moteur tiroir
TMOUT	*tray motor out*	tension de commande du moteur tiroir
TSW	*tray switch*	contact de fin de course tiroir → gestion

Transduction optoélectronique ; repère : 1

Abréviation	Description	Remarque
APC	*automatic power control*	asservissement du courant d'alimentation du laser
ASW	*slice level*	niveau de décision
ASY	*asymmetry*	caractéristique du signal de lecture
	grating	grille, se dit de la lentille de diffraction
DODS	*drop out detector suppression*	« drop out » = absence de signal, trou
HF / RF	*signal de lecture disque*	opérateurs associés à la cible → traitement trame
LDon, Ldon	*laser diode on*	gestion → asservissement diode laser
MD	*monitor diode*	photodiode, mesure du faisceau laser
MIRR	*mirror signal*	mesure la présence, l'amplitude du signal de lecture
Si / RD	*supply in ready out*	gestion du démarrage ↔ gestion
SLICE	*data slicer*	niveau de validation du signal de lecture

Asservissement de focalisation ; repère : 8a, 9b

Abréviation	Description	Remarque
FE	*focus error*	signal d'erreur
FEB	*focus bias*	tension de prépositionnement de l'actuateur
FOK, AFOC	*focus OK*	focalisation possible ; focus → gestion
FSR	*focus start*	recherche de focalisation ; gestion → focus
FSRCH	*focus search*	recherche de focalisation ; gestion → focus
FZC	*focus zero crossing*	passage par zéro de FE ; focus → gestion

Asservissement radial, tracking *; repère : 8c, 9b*

Abréviation	Description	Remarque
ATSC	*anti-shock*	commande d'augmentation de gain de boucle en cas de choc

	feed motor	moteur chariot
FF	*fast forward*	commande lecture rapide ; gestion → *tracking*
FR	*fast rewind*	commande arrière ; gestion → *tracking*
JF	*jump front*	saut de plage avant ; gestion → *tracking*
JR	*jump rear*	saut de plage arrière ; gestion → *tracking*
OTD	*off track detector*	détection de perte de piste
RA	*radial actuator output*	tension d'entrée de l'amplificateur de l'actuateur radial
RAD_{out}	*radial out*	tension d'entrée de l'amplicateur du moteur radial
RAD+	*radial actuator*	tension moteur radial (ou actuateur)
RAD–	*radial actuator ground*	masse
RDO	*radial detector out*	détection de position de l'actuateur, → gestion
RE	*radial error*	tension d'erreur de l'asservissement moteur radial
REdig	*radial error digital*	
SLED	*sledge motor*	moteur chariot, supportant le bloc optique
SLO	*slider control*	commande moteur chariot
SLSW	*sledge switch*	contact fin de course chariot au centre → gestion
TA, TAO	*tracking actuator*	commande actuateur de suivi de piste
TE	*tracking error*	erreur de suivi de piste
TG	*tracking gain*	réglage du gain de la boucle de suivi de piste
TL, TL!	*track lost*	ligne de mesure de perte de la piste → gestion
TM	*tracking motor control*	commande du moteur chariot
TRHD	*tracking hold*	maintien de *tracking* pendant les sauts de piste
TRGL	*tracking gain low*	atténuation de la correction de *tracking*

Service ; repère : 9a

Abréviation	Description	Remarque
CRCF	*cyclic redundancy check flag*	→ gestion
EXCK	*external clock*	horloge de transmission des sous-codes → gestion
NRST	*reset input*	gestion → initialisation de la fonction *Service*
PDO	*phase detect out*	sortie du comparateur de la boucle PLL (VCO)
PD / OC	*phase detector output / oscillator control input*	
PLCK	*PLL clock*	fréquence bit, image du débit, liée à la vitesse disque
PLL	*phase locked loop*	boucle à verrouillage de phase
QCL	*Q-channel clock*	horloge de transmission du sous-code Q → gestion
QDA	*Q-channel data*	sous-code Q → gestion
QRA	*Q-channel request input / acknowledge output*	

SBSO	*subcode output*	sortie des sous-codes → gestion
SCOR	*subcoding synchro OR-ed*	synchronisation de sous-codes (75 Hz) → gestion
SDAB	*subcode data output*	donnée de sous-code de A → B
SCAB	*subcode clock output*	horloge de sous-code de A → B
SENS		service → gestion
SQCK	*subcode clock*	horloge de transmission du sous-code Q → gestion
SQEX	*subcode extraction*	mode d'extraction du sous-code Q
SQBQ	*subcode Q*	sous-code Q → gestion
SUBQ	*subcode Q*	sous-code Q → gestion

Traitement trame ; repère : 2

Abréviation	Description	Remarque
APTL	*aperture left*	ouverture voie gauche ; traitement trame → CNA
APTR	*aperture right*	ouverture voie droite ; traitement trame → CNA
BCLK	*bit clock*	horloge norme, I2S, traitement trame → CNA
CIRC	*cross interleave reed-solomon code*	
CRC	*cyclic redundancy check*	correction d'erreurs à redondance cyclique
DACCL, CLAB	*DAC clock*	I2S ; horloge *norme* → CNA
DACDA, DAAB	*DAC data*	I2S ; donnée audionumérique → CNA
DACWS, WSAB	*DAC word select*	I2S ; sélection gauche, droite → CNA
DOBM	*digital output biphase mark*	sortie audionumérique, EBU
DOTX	*digital output*	sortie numérique (vers amplificateur)
EFAB	*error flag*	signale les échantillons erronés
EFM	*eight to foorteen modulation*	obtenu à partir du signal HF / RF
EPL	*error prédiction logic*	logique de prédiction d'erreur
fs	*sampling frequency*	fréquence d'échantillonnage
LRCK	*left right clock*	horloge voie droite, voie gauche, I2S, → CNA
PCM	*pulse coded modulation*	modulation d'impulsion
PSSL	*parallel serial select*	sélection / série des données audio → CNA
RACS	*RAM chip select*	sélection de boîtier
RAOV	*RAM overflow*	drapeau quand la capacité mémoire est dépassée
RAWE	*RAM write enable*	autorisation d'écriture en RAM
RFCK	*read frame clock*	fréquence trame *norme*
WDCK, WCLK	*word clock*	mode horloge
WFCK	*write frame clock*	horloge à fréquence trame du signal d'écriture
XFSY	*X frame synchronisation*	fréquence trame *norme*

Asservissement moteur disque, débit trame ; repère : 8b, 9a, 9b, 2

Abréviation	Description	Remarque
CLV	*constant linear velocity*	vitesse linéaire constante (disque)

CLV-P	*CLV- phase*	concerne la boucle d'accélération
CLV-S	*CLV- speed*	concerne la boucle de vitesse
DM	*disc motor control*	commande de moteur disque
FSW	*filter switch*	commutation de filtre
	gitter	fluctuation de la vitesse linéaire de lecture
MC, MSC	*motor (speed) control*	tension d'erreur de l'asservissement moteur disque
Mon, MDon	*motor disc on*	gestion → asservissement CLV
MDPS	*motor disc phase speed*	commande d'asservissement moteur disque
SPDL	*spindle motor*	moteur disque
SPDLO	*spindle motor control*	commande moteur disque
	turntable motor	moteur disque

CNA- filtre, préamplificateur audio ; repère : 5a, 5b

Abréviation	Description	Remarque
AMUTE	*analog mute*	en provenance de la gestion
BPF	*band pass filter*	filtre passe-bande
DAC	*digital to analog converter*	CNA, convertisseur numérique-analogique
DEEMP, EMP	*de-emphasis input*	commande de désaccentuation
DEP	*de-emphasis*	commande de désaccentuation
HPF	*high pass filter*	filtre passe-haut
LPF	*low pass filter*	filtre passe-bas
LSB	*least significant bit*	bit de poids faible
MSB	*most significant bit*	bit de poids fort
MUT, MUTG	*muting*	assourdissement, silence
	oversampling	suréchantillonnage
PDM	*pulse density modulation*	
PWM	*pulse width modulation*	tension à rapport cyclique variable
	stream	débit

BIBLIOGRAPHIE DOCUMENTATION

Physique Générale, ALONSO & FINN, *Éditions du Renouveau Pédagogique Inc.*, Montréal, Paris.
Électronique de réglage et de commande, H. BÜHLER, *Presses Polytechniques et Universitaires Romandes*, Lausanne, *Dunod*, Paris.
Digital Signal Processing, C. MARVEN & G. EWERS, *Édition Texas Instruments*, Oxford.
Digital Test, Disques Pierre VERANY, *Compact, la revue du disque laser & MPO,* France.
Cours de télévision, Gérard LAURENT, *Édition Dunod*, Paris.

1RE PARTIE

Évaluation des standards CD, lecture optique

Philips	CD-I	
Sony	*Mini Disc*	

Gestion à microcontrôleur

Philips	Bus I2C	
Thomson	DAD2104 -2124	documentation technique DAD2104.
Philips	CD911, CD921	*Service manual* CD911 - CD921.

Mécanique

Philips	vues éclatées	*Service manual* CD.
Thomson	DAD2104 -2124	documentation technique DAD2104.
Philips	CDI 220 - CD911	*Service manual* CDI 220 - CD921.
Sony	CDP270-470	*Service manual* CDP270-470.

2^E^ PARTIE

Optique des lecteurs CD et MD

Philips	vues éclatées	*Service manual* CD.
Sony	vues éclatées	*Service manual* CD.
Sony	vues éclatées	*Service manual* MD, notes de cours.
Philips	CD-I 220	*Service manual* CD-I 220.
Sony	CDP270-470	*Service manual* CDP270-470.
Sony	MDS-501	*Service manual* MDS-501.

Asservissement de focalisation

Philips	vues éclatées	*Service manual* CD.
Thomson	DAD2104 -2124	documentation technique DAD2104.
Grundig	CD 1	*Service manual* CD 1.

Asservissement de suivi de piste

Thomson	DAD2104 -2124	documentation technique DAD2104.
Grundig	CD 1	*Service manual* CD 1.
Philips	CD-I 220	*Service manual* CD-I 220.

3^E^ PARTIE

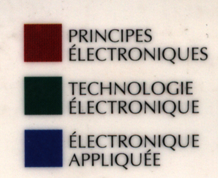
Traitement trame, CNA, filtre

Philips	bus I2S
Philips	Bit Stream®
NHK	MASH®



Imprimerie Arts Graphiques du Perche 28240 Meaucé
Dépôt légal : juin 1997 — N° d'Imprimeur 97940
Imprimé en France

ÉLECTRONIQUE
Série Électronique appliquée



Gérard Laurent

LES LECTEURS OPTIQUES LASER
Du standard au traitement numérique

Qu'il s'agisse de CD-audio, CD-ROM, CD-photo, CD-vidéo, CD interactifs ou MD magnéto-optique, cet ouvrage vous présente les principes de fonctionnement des lecteurs optiques laser en trois parties. Il traite les standards, asservissements et traitement numérique.

L'auteur analyse les fonctions du lecteur optique et les accompagne d'études de schémas proposés par les principaux constructeurs européens.

Vous trouverez également une analyse des dysfonctionnements et une mise en œuvre des instruments de diagnostic, ainsi que des oscillogrammes caractéristiques du fonctionnement de l'appareil et des données techniques permettant d'intervenir sur le lecteur optique.

Cet ouvrage s'adresse d'une part aux techniciens chargés de la production industrielle, de l'installation et de la maintenance et, d'autre part, aux étudiants des métiers de la maintenance des matériels audiovisuels et multimédias.

GÉRARD LAURENT
Enseignant auprès des techniciens en formation continue et des élèves préparant le baccalauréat professionnel de Maintenance audiovisuelle électronique.



ISBN 2 10 003316 6
Code 043316




G. LAURENT
LES LECTEURS OPTIQUES LASER
DU STANDARD AU TRAITEMENT NUMÉRIQUE